

MÁSTER UNIVERSITARIO EN
INGENIERÍA DE SISTEMAS
ELECTRÓNICOS Y APLICACIONES
2017-2018

Trabajo de Fin de Máster

“Circuito de medida de carga para
un detector de neutrones”

Autor:

Alejandro Maqueda Álvarez

Tutor:

Luis Hernández Corporales

RESUMEN

Este proyecto se desarrolla a petición del CIEMAT (Centro de Investigaciones Energéticas, Medioambientales y Tecnológicas) el cual ha pedido el diseño de un circuito de medida de carga para un detector de neutrones. Para ello se ha utilizado un fotodiodo con una fina capa de ${}^6\text{LiF}$, proporcionado por el propio centro de investigación, que permite la conversión de neutrones a pulsos corriente eléctrica.

Se ha procedido a un estudio del principio de operación de los detectores de radiación basados en dispositivos semiconductores, en este caso de silicio, y como estos son capaces de producir una corriente eléctrica tras la detección de un neutrón.

Posteriormente mediante un estudio de mercado se han comparado diferentes amplificadores comerciales que se utilizan para la instrumentación de la señal producida por el fotodiodo, junto con los problemas que estos pueden causar como son la saturación de la señal, el apilamiento de pulsos o la variación de la línea de base.

Con todo esto el objetivo del presente proyecto es un estudio de los requisitos para el diseño de un amplificador de carga que sustituya a los ya existentes en el mercado y la construcción de un prototipo. Se ha diseñado las etapas que acompañan al amplificador de carga, así como el circuito de polarización del fotodiodo, que permite una lectura adecuada ante la detección de un neutrón.

Una vez simulado y fabricado el circuito de medición de neutrones se han realizado diferentes medidas que permiten la validación experimental de los datos, con un análisis de su respuesta en frecuencia y su respuesta ante una señal impulsiva que simula el pulso de corriente producido por el fotodiodo y su ruido.

Para finalizar se ha preparado el circuito para poder comprobar su uso en las instalaciones del CIEMAT mediante la exposición del detector a una fuente de neutrones real.

Palabras clave: Detección de neutrones, ${}^6\text{LiF}$, fotodiodo PIN, amplificador de carga.

ÍNDICE GENERAL

CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN	1
1.1 Introducción	2
1.2 Detectores de radiación basados en semiconductores	3
1.2.1 El silicio como Semiconductor	4
1.2.2 La unión PN	7
1.2.3 El fotodiodo PIN como detector.....	8
1.2.4 Exposición a radiación ionizante.....	9
1.2.5 Detección de neutrones	9
1.3 Detectores de silicio y conversión alfa en corriente	10
1.4 Diagrama de bloques del TFM	11
CAPÍTULO 2: CIRCUITO DE MEDIDA DE PARTÍCULAS ALFA CON FOTODIODO	13
2.1 Estado del arte.....	14
2.1.1 Principio de operación.....	15
2.1.2 Ganancia.....	17
2.1.2.1 Amplificador.....	17
2.1.2.2 Amplificador con detector.....	17
2.1.3 Características	18
2.1.3.1 Ganancia en lazo abierto.....	18
2.1.3.2 Resolución de energía.....	20
2.1.3.3 Ruido	21
2.1.3.4 Ruido Electrónico en un sistema de detección (ENC)	23
2.1.3.5 Respuesta ante un evento.....	24
2.2 Amplificadores comerciales	26
2.3 Análisis del problema del amplificador	27
2.3.1 Acumulación de pulsos.....	27
2.3.2 Saturación	29
2.3.3 Pulse shaper	29
2.3.4 DC line restorer	31
CAPÍTULO 3: DISEÑO DEL AMPLIFICADOR	33
3.1 Requisitos de los amplificadores operacionales	34
3.1.1 Ancho de banda.....	34
3.1.2 Slew Rate.....	34

3.1.3 Impedancia de entrada del amplificador operacional.....	35
3.1.4 Ruido	36
3.2 Elección del amplificador	37
3.3 Diseño y simulación del amplificador de carga	38
3.4 Diseño y simulación del pulse shaper	41
3.5 Red de ecualización	43
3.6 Simulación de la respuesta en frecuencia	52
3.7.1 Características del fotodiodo y elección del CC/CC	53
CAPÍTULO 4: CONSTRUCCIÓN Y PRUEBAS	55
4.1 Diseño del primer PCB amplificador.....	56
4.2 Banco de pruebas	60
4.3 Pruebas del primer amplificador	62
4.4 Diseño del segundo amplificador con fuente de polarización	64
4.5 Medidas del segundo PCB.....	66
4.5.1 Punto de operación DC	66
4.5.2 Medida del ancho de banda con un tono	67
4.5.2.1 Comparación teórica y experimental.....	71
4.5.3 Medida con señal impulsiva.....	72
4.5.4 Medida del generador CC/CC de polarización	74
4.6 Medidas con radiación alfa	75
CAPÍTULO 5: PRESUPUESTO Y PLANIFICACIÓN	77
5.1 Presupuesto	78
5.1.1 Coste del prototipo	78
5.1.2. Coste personal	79
5.1.3 Presupuesto total	79
5.2 Planificación del proyecto	80
CAPÍTULO 6: CONCLUSIONES.....	81
6.1 Conclusiones	82
Bibliografía.....	83
ANEXOS	86

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1. Estructura de bandas en materiales aislantes y semiconductores [4]	4
Figura 2: Dopado tipo p y n en un cristal de silicio [6]	6
Figura 3: Unión PN polarizada en inversa [7]	7
Figura 4: Esquema simplificado del proceso de detección	10
Figura 5: Diagrama de bloques del sistema completo	12
Figura 6: Diagrama del amplificador de carga [14]	15
Figura 7: Circuito equivalente	18
Figura 8: Ganancia en bucle abierto [14]	20
Figura 9: Ejemplo de la respuesta del detector con buena y mala resolución [18]	20
Figura 10: Resolución de la respuesta de un detector [18]	21
Figura 11: Circuito equivalente de ruido del amplificador de carga [12]	21
Figura 12: Relación entre la corriente del detector y el voltaje de salida del amplificador de carga [20]	25
Figura 13: Pulso de salida en un amplificador de carga [17]	25
Figura 14: CR110 [33]	26
Figura 15: CR113 [34]	26
Figura 16: AMPTEK A250 [35]	26
Figura 17: H4083 [36]	27
Figura 18: Acumulación de cola a la izquierda y pico de acumulación a la derecha [16]	28
Figura 19: Efecto de saturación en una serie de pulsos [16]	29
Figura 20: Métodos de conformación de pulso y su relación Señal/Ruido [22]	30
Figura 21: Efecto del Base Line Restorer (BLR) [23]	32
Figura 22: Ancho de banda de una señal [24]	34
Figura 23: Slew Rate [25]	35
Figura 24: Amplificador de carga	35
Figura 25: Efecto del ruido de baja frecuencia y alta frecuencia en pulsos de amplitud constante [16]	36
Figura 26: Tabla de selección del amplificador [26]	37
Figura 27: Forma de onda de los pulsos de corriente de entrada	39
Figura 28: Salida del amplificador de carga	40
Figura 29: Salida del amplificador carga	40
Figura 30: Esquema del amplificador de carga	41
Figura 31: Circuito del Pulse shaper	41
Figura 32: Forma de onda de salida del Pulse Shaper	42
Figura 33: Señal de salida del circuito	42
Figura 34: Diagrama de bloques sintetizado	43
Figura 35: Circuito del amplificador de carga	43
Figura 36: Circuito del Pulse Shaper	44
Figura 37: Etapa de amplificación	45
Figura 38: Diagrama de Bode de la señal de salida sin compensar	46
Figura 39: Circuito del pulse shaper con la red de ecualización	46
Figura 40: Circuito del amplificador inversor con la red de ecualización	47
Figura 41: Circuito final a compensar	48

Figura 42: Directiva para un barrido paramétrico lineal	49
Figura 43: Ejemplo para poner un valor de componente variable.....	49
Figura 44: Efecto de la resistencia R8 en el diagrama de Bode	49
Figura 45: Barrido paramétrico en forma de lista.....	50
Figura 46: Efecto del condensador C4 en el diagrama de Bode.....	50
Figura 47: Efecto del condensador C5 en el diagrama de Bode.....	51
Figura 48: Circuito final con los valores finales.....	51
Figura 49: Diagrama de Bode de la señal de salida.....	52
Figura 50: Medida del ancho de banda del circuito.....	52
Figura 51: Circuito de polarización con los materiales de las capas del fotodiodo PIN	53
Figura 52: Convertidor CC/CC R05-100B RECOM [28]	54
Figura 53: Espacio de trabajo para el esquemático en EAGLE	56
Figura 54: Símbolo y huella del fotodiodo	57
Figura 55: Símbolo y huella del amplificador	57
Figura 56: Esquemático del circuito	57
Figura 57: Emplazamiento de los componentes	58
Figura 58: Layout del circuito	59
Figura 59: Fotolito de la cara TOP y BOTTOM	59
Figura 60: PCB del primer diseño fabricado	60
Figura 61: Fuente de alimentación HM7044	60
Figura 62: Generador de funciones DG4162.....	61
Figura 63: Osciloscopio digital LeCroy 104Xs.....	61
Figura 64: Banco de Pruebas	62
Figura 65: Forma de onda de la señal de salida ante una senoidal de entrada a 10 MHz	62
Figura 66: Detección del fallo del PCB.....	63
Figura 67: Símbolo y huella del convertidor CC/CC	64
Figura 68: Símbolo y huella del potenciómetro	64
Figura 69: Esquemático final con el circuito de polarización	64
Figura 70: Layout del circuito sin el plano de masa y con el plano de masa	65
Figura 71: Fotolito de la cara TOP y BOTTOM	65
Figura 72: Prototipo fabricado cara TOP a la izquierda y BOTTOM a la derecha.....	66
Figura 73: Fuente de tensión con los valores programados.....	67
Figura 74: Forma de onda de la señal de salida amplificada.....	68
Figura 75: Diagrama de Bode de ganancia del circuito	69
Figura 76: Señal de entrada en azul y señal de salida amplificada en rojo	69
Figura 77: Diagrama de Bode de fase del circuito	71
Figura 78: Comparación entre el Bode de ganancia teórico y experimental.....	71
Figura 79: Comparación entre el Bode de fase teórico y experimental.....	72
Figura 80: Señal de entrada en rojo y señal de salida en amarillo a 1MHz.....	72
Figura 81: Señal de entrada en rojo y señal de salida en amarillo a 5MHz.....	73
Figura 82: Señal de entrada en rojo y señal de salida en amarillo a 10MHz.....	73
Figura 83: Señal de entrada en rojo y señal de salida en amarillo a 20MHz.....	73
Figura 84: Señal de entrada en rojo y señal de salida en amarillo a 30MHz.....	73
Figura 85: Valor mínimo de la tensión de salida del convertidor CC/CC.....	74
Figura 86: Valor máximo de la tensión de salida del convertidor CC/CC	74

Figura 87: Caja utilizada para el acondicionamiento del circuito	75
Figura 88: Interior de la caja con el PCB en su interior	75
Figura 89: PCB vista desde arriba	76
Figura 90: Conexión de la masa del PCB a la chapa metálica	76
Figura 91: Diagrama de Gantt	80

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1: Especificaciones CR110.....	26
Tabla 2: Especificaciones CR113.....	26
Tabla 3: Especificaciones A250	26
Tabla 4: Especificaciones H4083	27
Tabla 5: Valores experimentales para el diagrama de Bode de ganancia	68
Tabla 6: Valores experimentales para el diagrama de Bode de fase	70
Tabla 7: Coste del prototipo	78
Tabla 8: Coste personal	79
Tabla 9: Presupuesto total del proyecto.....	79

Estructura del documento

En este punto se van a nombrar y describir los diferentes puntos de los que constará la memoria del proyecto:

- Capítulo 1. **Introducción:** Se describe el principio de funcionamiento de los detectores semiconductores de radiación, así como la unión PN de los fotodiodos que permite la detección de la radiación incidente. También se presenta la forma en la que la radiación se convierte en una corriente eléctrica y el diagrama de bloques que permitirá el acondicionamiento de dicha corriente proporcionada por el fotodiodo.
- Capítulo 2. **Circuito para medida de partículas alfa:** Se describe el principio de operación de los amplificadores de carga, el bloque más importante de la cadena de detección. Además, se comparan diferentes amplificadores comerciales que se utilizan actualmente, explicando los principales problemas que se encuentran en esta clase de amplificadores.
- Capítulo 3. **Diseño del amplificador:** En este capítulo se va a diseñar un amplificador de carga propio en vez de comprar un amplificador comercial. Para ello se nombran los principales requisitos que este debe tener para su elección. Posteriormente se diseña cada etapa posterior que permite el acondicionamiento de la señal, así como el circuito de polarización del fotodiodo.
- Capítulo 4. **Construcción y pruebas:** En este punto se explica el programa de diseño con el que se diseña la placa de circuito impreso, así como las consideraciones a tener en cuenta. Una vez fabricada la placa, se hace la validación de los resultados teóricos obtenidos mediante diferentes pruebas.
- Capítulo 5: **Presupuesto y plan de trabajo:** Se muestra la lista de componentes utilizados en el proyecto y su presupuesto. Además, se expone el diagrama de Gantt donde se especifican todas las etapas del proyecto y su duración.
- Capítulo 6: **Conclusión:** Aquí se recopilan las principales conclusiones que se han obtenido tras la finalización del proyecto.

CAPÍTULO 1

INTRODUCCIÓN

1.1 Introducción

En los últimos años el uso de los fotodiodos se ha incrementado en muchos campos de aplicación, uno de estos es en los equipos de instrumentación, debido a su buen rendimiento y su versatilidad tanto en su manejo como en su funcionamiento. Además, su coste es relativamente bajo en comparación con otros dispositivos para la misma aplicación.

Debido a estas ventajas se debe la importancia de este proyecto. La integración de un fotodiodo en un circuito de instrumentación para la detección de radiación hace que el precio final del proyecto se abarate en gran medida en comparación con la inversión que se tendría que hacer en otros equipos con la misma finalidad. También hace que el diseño final sea mucho más compacto puesto que no se necesitan diseñar numerosas etapas para la instrumentación de la señal proporcionada por el fotodiodo.

Por ejemplo, si se compara con los detectores gaseosos ya afianzados como son los contadores Geiger-Müller, los fotodiodos necesitan mucha menos energía para crear un par electrón-hueco, lo que se traduce en una mejora en la resolución energética. Dichos contadores se basan en la ionización de las moléculas del gas que tienen en su interior, produciendo un pulso de corriente entre dos electrodos cuya amplitud es proporcional a la cantidad de radiación recolectada. Éstos suelen utilizar gas como el ^3He (tritio), el cual es muy difícil de conseguir debido a su escasez y el alto precio que hay que pagar por él. Además, estos tienen baja eficiencia de detección en muchas radiaciones de interés, por lo que los detectores sólidos como los fotodiodos, que tienen densidades más altas, dan probabilidades de absorción razonables para un tamaño normal del detector.

Si se compara con otros detectores sólidos como son los detectores de centelleo, los fotodiodos mejorarán la resolución y proporcionarán una respuesta más rápida y lineal. Esta clase de detectores tienen numerosos problemas de estabilidad y un difícil manejo debido su principio físico. Se basan en la absorción de radiación mediante un cristal centelleante que produce fotones. Dichos fotones son detectados por un fotomultiplicador, que consiste en un fotocátodo y un multiplicador de electrones. Los fotones absorbidos en el fotocátodo son lanzados como electrones, donde el número de electrones es proporcional al número de centelleos de fotones incidentes. En este punto la energía absorbida en el centellador se ha convertido en una señal eléctrica cuya carga es proporcional a la energía. Como pasa con los detectores de gas, los detectores de centelleo también son caros.

Por todo esto, se estudia la implementación de un fotodiodo en dicha área de aplicación, intentando cumplir con la tarea proporcionada por el CIEMAT. Para ello, primero se explicará el principio de operación de los fotodiodos PIN y luego, mediante la utilización de uno, se desarrollará un circuito de acondicionamiento que permita la detección de neutrones. Con este objetivo se mejorarán las prestaciones en comparación con otros detectores asentados en el mercado y se mejorará la respuesta en frecuencia de estos aprovechando las ventajas proporcionadas por los fotodiodos.

1.2 Detectores de radiación basados en semiconductores

Los detectores basados en semiconductores se han asentado como una buena alternativa a las tradicionales cámaras de ionización, basados en la ionización de un gas, y a los detectores de centelleo para la detección de radiación. Su alta densidad y su baja energía de band gap, permite una gran creación de portadores de carga y, consecuentemente una excelente resolución energética. Además de esto, el tiempo de migración de los portadores de carga es relativamente rápido, lo que conlleva a buenas características temporales. Junto con su pequeño tamaño, buena estabilidad y operación simple, los semiconductores también se han utilizado ampliamente para fines generales de detección de radiación, como en la dosimetría. Es por esto por lo que se han convertido en una tecnología de detección a tener muy en cuenta en los últimos años.

Para los semiconductores, cuando las interacciones de radiación depositan energía mayor que la del band gap del material, los portadores de carga crean pares electrón-hueco. Un hueco puede considerarse como una vacante dejada por un electrón librado y, como tal, puede migrar a través del sistema casi tan rápido como un electrón puede dejar la vacante, permitiendo la creación rápida de señal eléctrica cuando la radiación alcanza la superficie del detector [1].

El detector utilizado podrá detectar radiación ionizante, es decir, aquella capaz de arrancar un electrón de su órbita interaccionando con la corteza de los átomos produciendo su ionización. Dicha radiación puede ser electromagnética, como son los rayos X o los rayos gamma, o puede ser de partículas como son las partículas alfa o beta. La señal eléctrica que se detecta será procesada posteriormente para que se pueda obtener la mayor información posible de la partícula ionizante, como puede ser la cantidad y la energía de esta.

Para la detección se debe tener en cuenta un medio ionizante donde se generen portadores libres al ser atravesado por la partícula ionizante y un campo eléctrico que permita mover los portadores libres y generar corriente eléctrica. Tradicionalmente el medio ionizante utilizado para la detección de radiación ionizante ha sido el gas. Los detectores gaseosos se basan en la recolección directa de la ionización producida por una partícula al atravesar el aire o un gas encerrado entre dos electrodos sometidos a una diferencia de potencial. Dicha recolección es proporcional a la ionización recogida [2].

Por otra parte, el medio ionizante para un detector semiconductor PN de silicio es el volumen encerrado entre dicha unión PN. A su vez, el semiconductor debe de estar polarizado a la inversa, para ello se aplica el borne negativo de la fuente a la zona p y el borne positivo a la zona n. Esto es así para permitir el movimiento de los pares electrón-hueco cuando una partícula ionizante sea detectada.

Se ha demostrado que los detectores de silicio requieren menor energía para formar un par electrón-hueco (3.6 eV), comparado con la energía necesaria para ionizar el gas contenido en los detectores gaseosos (34 eV). En conclusión, los detectores de silicio mejoran las prestaciones en comparación con los detectores gaseosos [3].

En cambio, también tiene ciertas desventajas como puede ser la limitación debido a su pequeño tamaño y la gran susceptibilidad y degradación por el daño causado por la radiación inducida. La formación de portadores de carga a temperatura ambiente es otra consideración a tener en cuenta. Esto último se puede prevenir mediante la refrigeración del detector y mejorar así la relación señal ruido. A continuación, se va a explicar con más detalle el funcionamiento de este tipo de detectores.

1.2.1 El silicio como Semiconductor

Los semiconductores son materiales cristalinos que establecen bandas de energía permitidas para los electrones que existen dentro de ese sólido. La energía de cualquier electrón dentro del material debe de estar confinada entre estas bandas de energía que pueden estar separadas por huecos o rangos de energía prohibidas. En la Figura 1 se muestra una representación simplificada de las bandas de interés en aislantes o semiconductores. La banda inferior, llamada banda de valencia, corresponde a los electrones de la capa exterior que están unidos a sitios de red específicos dentro del cristal. En el caso del silicio o germanio, son parte del enlace covalente que constituyen las fuerzas interatómicas dentro del cristal. La banda de arriba se llama banda de conducción y representa los electrones que pueden migrar libremente a través del cristal. Los electrones de esa banda pueden contribuir a la conductividad eléctrica del material. Las dos bandas están separadas por la banda prohibida, cuyo tamaño determina si el material es conductor, semiconductor o aislante [4].

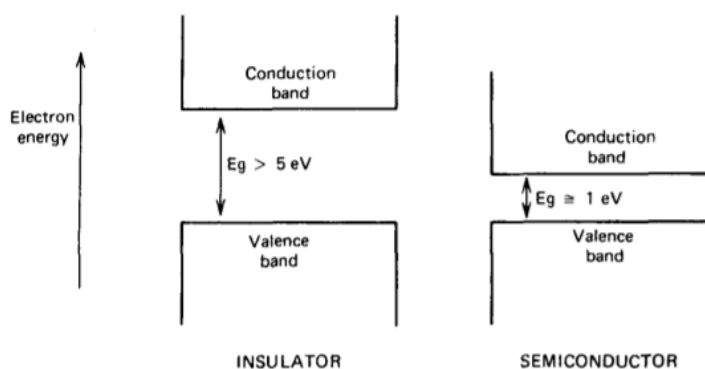


Figura 1. Estructura de bandas en materiales aislantes y semiconductores [4]

En ausencia de excitación térmica, tendrían una configuración en la que la banda de valencia esté completamente llena y la banda de conducción completamente vacía. Bajo esas circunstancias no se mostraría conductividad eléctrica.

En semiconductores, el electrón debe de cruzar primero el bandgap para alcanzar la banda de conducción y, por lo tanto, la conductividad es muchos ordenes de magnitud menor. Para los aislantes esta banda es mayor que 5eV, para semiconductores este valor es considerablemente menor, en torno a 1 eV, energía necesaria para crear un electrón-hueco. Si la banda prohibida es aún más pequeña estaríamos hablando de materiales conductores o también conocidos como metales. Dicho ancho de banda viene dado por el espacio que existe en la red entre átomos, que depende de la presión y la temperatura.

En cambio, a cualquier temperatura distinta de cero, es posible que un electrón de valencia obtenga suficiente energía térmica para elevarse a través de esta banda a la banda de conducción. Este proceso representa la excitación de un electrón que normalmente es parte de un enlace covalente. Este proceso de excitación no solo crea un electrón en la banda de conducción, sino que también deja una vacante, también llamado hueco, en la banda de valencia, de modo que esta no estaría llena. La combinación de los dos se llama par de electrón-hueco. El electrón en la banda de conducción puede moverse bajo la influencia de un campo eléctrico aplicado. El hueco, representa una carga positiva neta, y tenderá a moverse en un campo eléctrico, pero en una dirección opuesta a la del electrón. Si se aplicase una diferencia de potencial, se generaría un movimiento de ambas cargas, contribuyendo a la generación de una corriente. Para evitar que se produzca corriente a una temperatura distinta de cero, se tendría que refrigerar el material para que los electrones se mantengan en la banda de valencia y no se generase corriente debido a los portadores de carga [4].

La Ecuación 1 determina la probabilidad por unidad de tiempo de que se genere un par electrón-hueco térmicamente:

$$p(T) = C \cdot T^{\frac{3}{2}} \cdot e^{-\frac{E_g}{2kT}} \quad (1)$$

Siendo

T = Temperatura absoluta

E_g = Energía del bandgap

K = Constante de Boltzmann

C = Constante de proporcionalidad característica del material

Como se observa en el término de la exponencial, la probabilidad de excitación térmica depende críticamente de la relación entre la energía del gap y la temperatura absoluta. Los materiales con un mayor bandgap tendrán una baja probabilidad de excitación térmica, esto es lo que ocurre en los materiales aislantes.

Los semiconductores que se utilizan para estos detectores suelen estar formados por átomos de silicio o de germanio. La característica de estos átomos es que tienen cuatro electrones en su banda de valencia, es decir, son tetravalentes. Si el semiconductor es intrínseco, es decir que solo posee átomos de un tipo, diremos que tiene el mismo número de huecos y de electrones en la banda de valencia estando estos en equilibrio.

Si introducimos dopantes o átomos distintos al de silicio dentro del semiconductor estaremos formando semiconductores extrínsecos. Por ejemplo, si introducimos átomos de fósforo o cualquier otro material del grupo V de la tabla periódica, dentro de una estructura cristalina que forman los átomos de silicio, esos átomos de fósforo con cinco electrones en su capa de valencia se unirán con cuatro electrones para formar los enlaces covalentes y unirse a los átomos de silicio. De esta forma, quedará un electrón libre que será susceptible de generar corriente eléctrica. A este tipo de estructura se le llama semiconductor extrínseco tipo n debido a que quedan electrones libres dentro de ella, y diremos que están ionizados positivamente [5].

Por otro lado, si lo que introducimos son átomos con dopantes tipo p como por ejemplo el Boro o cualquier otro material del grupo III de la tabla periódica, lo que ocurrirá será que esos tres electrones de su capa de valencia se unirán a tres átomos de silicio mientras que quedará un hueco libre. Ese hueco también será susceptible de formar corriente eléctrica. Ese tipo de semiconductores son extrínsecos tipo p y los átomos están ionizados negativamente.

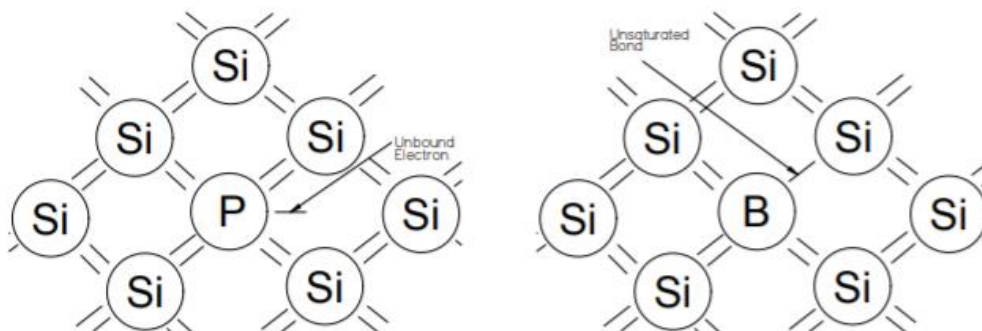


Figura 2: Dopado tipo p y n en un cristal de silicio [6]

1.2.2 La unión PN

La combinación de un material semiconductor tipo n con un semiconductor tipo p en un solo cristal permite formar una unión PN. En el semiconductor tipo n quedaban libres electrones, mientras que en el semiconductor tipo p quedaban libres huecos.

El funcionamiento de una unión PN se basa en la unión de un material semiconductor tipo p con un exceso de huecos, puesto junto a un material tipo n cuyos portadores mayoritarios son los electrones. Debido a dicha unión, se produce una difusión de huecos hacia la zona n y electrones hacia la zona p, de forma que hay una acumulación de carga negativa en la zona p y positiva en la zona n. Cuando estos materiales están en equilibrio, aparece una barrera de potencial que evita que esta difusión continúe, formándose una zona libre de cargas libres. Dicha zona se llama zona de depleción o de agotamiento. De esta forma, en la zona n quedarán electrones libres, en la zona de depleción no habrá cargas libres y en el semiconductor tipo p se tendrán huecos libres [5].

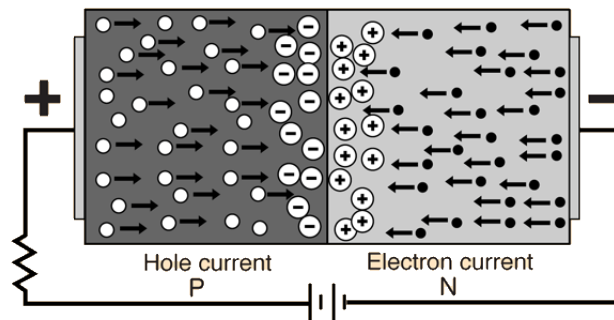


Figura 3: Unión PN polarizada en inversa [7]

En el caso de que se libere un portador de la zona de depleción, este sería repelido por el campo eléctrico que se produce en la unión. Esta es la distinción que importa para la detección de radiación. Cuando la partícula ionizante atraviesa la unión PN, se genera el par electrón-hueco, que se mueve debido al campo eléctrico que posteriormente hace que se genere un impulso de corriente [1].

1.2.3 El fotodiodo PIN como detector

El principio de funcionamiento de un fotodiodo PIN es el mismo que el de una unión PN polarizada con tensión inversa.

En una unión PN polarizada con tensión inversa lo que se hace es aumentar la barrera de potencial que se produce cuando los materiales p y n están en equilibrio, evitando que la difusión continúe. En este caso se aumenta la barrera de potencial para que aparezca un campo eléctrico muy intenso en esta zona intermedia entre los materiales tipo p y tipo n. Esta zona que se le llama zona de deplexión es una zona desprovista de portadores libres y debe considerarse como el volumen “sensible” para la detección, ya que cualquier portador de carga creado a partir de interacciones de radiación induce a un impulso de corriente medible.

Al estar polarizado inversamente, la diferencia de potencial a través de esta unión PN aumenta, lo que a su vez aumenta el tamaño de la zona de deplexión y, por lo tanto, el volumen de detección.

Esta relación se describe mediante la Ecuación 2, donde w es el ancho de la zona de deplexión (limitado por el tamaño físico del diodo), V_r es el voltaje inverso aplicado, ϵ es la constante dieléctrica del medio (11.0-12.0 para silicio puro [8]) y ϵ_o es la permitividad del espacio libre ($\epsilon_o = 8.8541 \cdot 10^{-14} \left(\frac{F}{cm}\right)$).

$$w \cong \sqrt{\left(2 \cdot \frac{\epsilon \epsilon_o V_r}{eN}\right)} \quad (2)$$

En esta ecuación, N representa la concentración de dopantes (tipo p o tipo n) en el lado de la unión que tiene el menos nivel de dopante, que está relacionado con la posición física de la zona de deplexión en el semiconductor [1].

Por eso para mejorar el ancho de la zona de deplexión se utiliza el fotodiodo polarizado en inversa. De esta forma, los huecos libres que se encuentran en la zona p tenderán a apartarse de la zona de deplexión hacia al exterior, mientras que los electrones libres harán lo mismo en la zona n, aumentando por tanto la zona libre de carga. Así, se aumenta la zona que permite recoger la carga cuando pasa una partícula ionizante, y además, al aplicar un campo eléctrico más fuerte, la señal es mayor, lo que conlleva a una detección más fácil [9].

1.2.4 Exposición a radiación ionizante

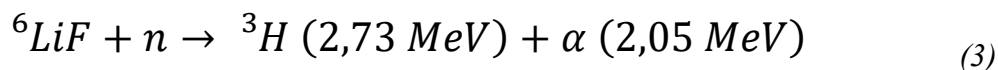
Una vez explicado el fotodiodo PIN como detector, se va a explicar que es lo que sucede cuando una radiación incidente es detectada, en este caso de partículas alfa.

En general, cuando sobre el fotodiodo incide una radiación electromagnética con una longitud de onda que permite que la energía que transporta un fotón sea mayor que la energía mínima que se necesita para la creación un par electrón-hueco, entonces la interacción del fotón con la red cristalina del material producirá un aumento de portadores que atraviesan la unión del fotodiodo. Entonces, la energía de una partícula ionizante, como puede ser una partícula alfa, la utiliza un electrón para pasar de la banda de valencia a la banda de conducción, generando un hueco en la banda de valencia y apareciendo como electrón portador libre en la banda de conducción. Por tanto, cada partícula ionizante dará lugar a un par electrón-hueco en la zona de depleción, que será bastante ancha por la polarización inversa, y que debido al campo eléctrico aplicado los portadores libres serán arrastrados de forma que se produzca un pulso de corriente [10].

Cuanta más energía tenga una partícula ionizante, mayor número de pares electrón-hueco serán creados, lo que conllevará a un pulso de corriente de mayor valor [11].

1.2.5 Detección de neutrones

Como se ha comentado anteriormente, los fotodiodos PIN de silicio se pueden utilizar para detectar radiación y más en concreto partículas alfa. Aprovechando dicha capacidad para detectar partículas alfa, se van a poder detectar neutrones. Esto se va a conseguir mediante la aplicación de una fina capa de un material centelleador sobre la superficie del detector que permite convertir neutrones en partículas alfa para que posteriormente sean detectadas por el fotodiodo [12]. De esta forma, al añadir al fotodiodo esta pequeña capa del centelleador ${}^6\text{LiF}$ a la superficie del detector, el mecanismo de conversión de neutrones sigue la siguiente expresión:



Los tritones ${}^3\text{H}$ y las partículas alfa de la reacción con el ${}^6\text{LiF}$ tienen mayor energía que la producida por la reacción del material ${}^{10}\text{B}$, que es otro de los materiales que se utiliza en esta clase de aplicaciones. El principal problema que hasta ahora ha limitado el uso de esta técnica es que, para aumentar la eficiencia de detección de neutrones, uno tiene que aumentar el espesor del material centelleador sobre el detector [13].

1.3 Detectores de silicio y conversión alfa en corriente

Una vez estudiado como se detectan partículas ionizantes con un fotodiodo PIN de silicio polarizado inversamente, se va a proceder a explicar cómo se consigue convertir dicha energía procedente de la radiación en corriente eléctrica. Este apartado es de suma importancia debido a que es el que proporciona una expresión que consigue relacionar la cantidad de energía de una partícula en una magnitud eléctrica con la que se pueda trabajar.

La magnitud física interesante es la carga total, es decir, la integral de la corriente a lo largo de un cierto periodo de tiempo. El amplificador de carga hace que el pulso de corriente generado por el detector sea convertido en un pulso de voltaje mediante la carga de un condensador.

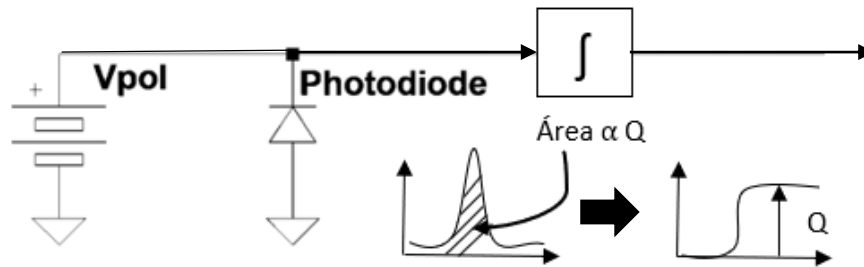


Figura 4: Esquema simplificado del proceso de detección

La detección de neutrones se produce cuando los neutrones chocan con el detector semiconductor basado en silicio con la película de ^6LiF proporcionando energía que será detectada como partículas alfa. La señal de pulso se carga con Q_s , con una amplitud acorde con la energía de la partícula y se integra en un integrador analógico. Como resultado, los pulsos de señal cargados Q_s son integrados obteniendo un pulso de voltaje $V_{out}(t)$ [14]. La señal de salida de la carga Q_s viene dada por la Ecuación 4, que permite pasar de unidades energéticas a unidades eléctricas más manejables:

$$Q_s = \frac{E \cdot e^-}{\varepsilon} [C] \quad (4)$$

Siendo

E : la energía de la partícula (MeV)

e^- : Carga del electrón $1.6 \cdot 10^{-19}$ (C)

ε : Energía necesaria para crear un par electrón-hueco. En el Si son (3.62 eV)

Una vez obtenida la carga producida por el impacto del detector y haciendo una aproximación de la duración del pulso que se pretende conseguir, se puede obtener un valor aproximado del orden de magnitud de la corriente que va a proporcionar el fotodiodo PIN con su capa de ${}^6\text{LiF}$ cuando un neutrón sea detectado. Dicha corriente viene recogida en la Ecuación 5:

$$Q_s = \int_0^t I(t)dt \rightarrow I = \frac{Q_s}{t_{\text{pulso}}} [A] \quad (5)$$

1.4 Diagrama de bloques del TFM

Para el presente trabajo se va a utilizar un fotodiodo PIN de silicio, sin ventana de la marca Hamamatsu S3590-09 con un área de detección de 10mm x 10mm. A este fotodiodo se le aplicará una pequeña capa del material centelleador de neutrones ${}^6\text{LiF}$ de 30μm de espesor, que limitará la máxima energía que puede ser depositada en el fotodiodo PIN por las partículas detectadas.

Para la polarización del fotodiodo se va a utilizar un convertidor CC/CC que sea capaz de convertir un pequeño voltaje de entrada a la tensión necesaria para polarizar el fotodiodo. Este bloque, además, debe proporcionar una tensión de salida estable con un mínimo de rizado.

La señal producida por el detector tendrá una amplitud y una duración muy pequeñas por lo que requerirá una amplificación apropiada. Obteniendo unos niveles de señal muy pequeños se deben utilizar amplificadores de muy bajo ruido. Es por eso por lo que dicha señal será llevada a un amplificador de carga. Este será el primer bloque en la cadena de procesamiento de la señal proporcionada por el detector de radiación. Será el encargado de amplificar y convertir el pulso de corriente generado por el detector a un pulso de voltaje, mediante la carga de un condensador

Posteriormente la señal será llevada a un conformador de pulso o pulse shaper. Este bloque será el encargado de aumentar la amplitud del pulso de salida del amplificador de carga desde el rango de mV hasta V. Además, el conformado de pulso dará forma a los pulsos para optimizar la resolución de energía y para minimizar la probabilidad de superposición entre pulsos sucesivos, debido a que las altas tasas de conteo a las que será sometido el detector. También servirá como filtro paso alto, debido a que estará constituido por un bloque derivador.

Finalmente se añadirá un último bloque de amplificación.

El diagrama de bloques utilizado para el procesamiento de la señal proporcionada por el fotodiodo PIN de silicio será el siguiente:

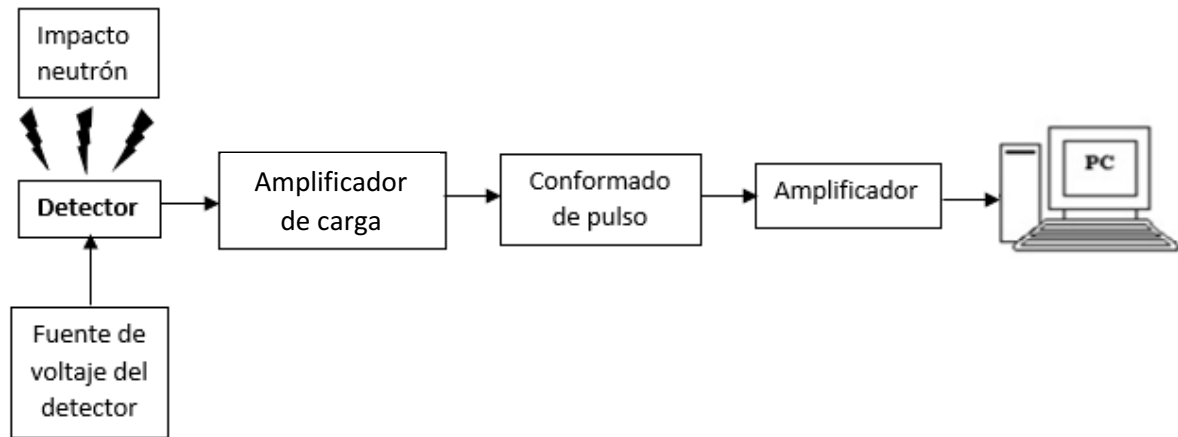


Figura 5: Diagrama de bloques del sistema completo

CAPÍTULO 2

CIRCUITO DE MEDIDA DE PARTÍCULAS ALFA CON FOTODIODO

2.1 Estado del arte

A continuación, se va a describir el componente fundamental del circuito de medida de partículas alfa, este es el amplificador de carga, provisto como una interfaz entre el detector y la electrónica de análisis y procesamiento de impulsos que sigue.

Los amplificadores de carga se desarrollan para detectar la cantidad total de carga, que se libera por la radiación incidente, y que fluye en un detector como resultado de un evento de "pulso". La carga es tan pequeña que no es práctico tratar con los pulsos de señal sin un paso de amplificación intermedio. Estos amplificadores, integran el pulso de la corriente que fluye del detector a lo largo del tiempo para producir una salida que es proporcional a la carga en la entrada del amplificador. Una resistencia de gran valor en paralelo al condensador de retroalimentación descarga lentamente el condensador, restaurando la salida del amplificador a su estado original. A diferencia de los amplificadores sensibles a la tensión, los amplificadores sensibles a la carga deben tener una baja impedancia de entrada para que el amplificador pueda fácilmente suministrar la carga del detector [15].

El amplificador generalmente se ubica lo más cerca posible del detector. Desde el punto de vista de la señal al ruido, siempre es preferible minimizar la carga capacitiva en el amplificador y, por lo tanto, se deben evitar los cables de interconexión largos entre el detector y el amplificador [16].

Cuando un detector semiconductor de silicio es usado para medir radiación, en este caso neutrones que serán convertidos a partículas alfa, la señal de salida es un débil pulso de carga con un ancho de unas decenas de nanosegundos. Como el detector en sí mismo es un dispositivo capacitivo, su impedancia es muy grande. Además, el desempeño del amplificador de carga que se va a conectar debe tenerse en cuenta al amplificar esta señal de salida.

En tales aplicaciones, los amplificadores integradores usando un condensador de realimentación son comúnmente utilizados. Estos amplificadores tienen una impedancia de entrada alta, integran pulsos de carga débiles y los convierten en pulsos de voltaje para amplificarlo y obtener una baja impedancia a la salida [14].

2.1.1 Principio de operación

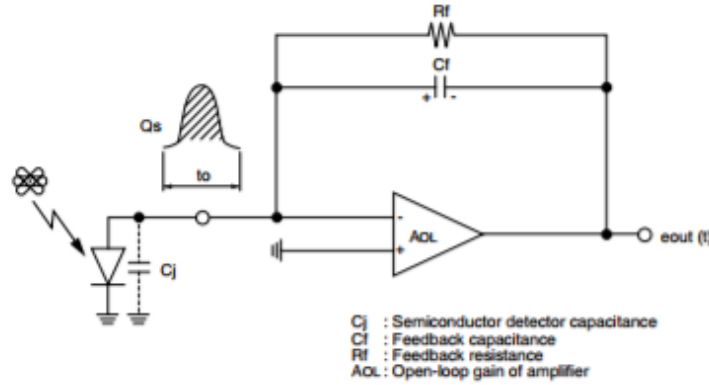


Figura 6: Diagrama del amplificador de carga [14]

Cuando los neutrones impactan con el detector semiconductor basado en Silicio, la señal de carga de pulso Q_s es generada, con una amplitud acorde con la energía de la partícula. Debido a la generación de energía, la entrada de potencial del amplificador de carga se eleva y al mismo tiempo, un potencial con una polaridad inversa aparece al final de la salida. Sin embargo, debido a que la ganancia en bucle abierto es suficientemente grande, el potencial al final de la salida trabaja como un lazo de realimentación es por eso que el potencial al final de la entrada es instantáneamente cero. Como resultado, los pulsos de señal cargados Q_s son integrados mediante la capacidad de realimentación C_f y entonces la salida será un pulso de voltaje $V_{out}(t)$. En este punto, mientras que la resistencia de realimentación R_f para una corriente directa es conectada en paralelo con C_f , la salida se convierte en un pulso de voltaje que se descarga lentamente con una constante de tiempo igual a $\tau = C_f \cdot R_f$. Si el detector proporciona una constante de generación de carga sobre el intervalo $t=0$ a t_0 , la carga de la señal de salida Q_s viene dada por la Ecuación 6 utilizando la transformada de Laplace.

$$Q_s(s) = Q_s \cdot \left(\frac{1}{s} - \frac{e^{-st_0}}{s} \right) \quad (6)$$

De forma similar, el coeficiente de transmisión $T(s)$ viene dado por

$$T(s) = -\frac{1}{C_f} \cdot \frac{1}{s + \frac{1}{\tau}} \quad (\tau = C_f \cdot R_f) \quad (7)$$

Así el voltaje de salida $V(s)$ es expresado usando la Ecuación 6 y 7, dando así la Ecuación 8:

$$\begin{aligned} V(s) &= Q_s(s) \cdot T(s) = Q_s \cdot \left(\frac{1}{s} - \frac{e^{-sto}}{s} \right) \cdot -\frac{1}{C_f} \cdot \frac{1}{s + \frac{1}{\tau}} = \\ &= -\frac{Q_s}{C_f} \cdot \left(\frac{1}{s} \cdot \frac{1}{s + \frac{1}{\tau}} - \frac{e^{-sto}}{s} \cdot \frac{1}{s + \frac{1}{\tau}} \right) \end{aligned} \quad (8)$$

Como resultado, el pulso de voltaje a la salida $V_{out}(t)$ viene dada por la Ecuación 9:

$$\begin{aligned} V_{out}(s) &= -\frac{Q_s}{C_f} \cdot \frac{1 - e^{-\frac{t}{\tau}}}{\frac{t_o}{\tau}} \quad 0 \leq t \leq t_o \\ &= -\frac{Q_s}{C_f} \cdot \frac{e^{\frac{t_o}{\tau}} - 1}{\frac{t_o}{\tau}} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \quad t_o \leq t \end{aligned} \quad (9)$$

Como generalmente $t_o \ll \tau$, la Ecuación 9 puede ser simplificada de la siguiente forma:

$$V_{out}(t) = -\frac{Q_s}{C_f} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (10)$$

Como se puede observar de la Ecuación 10, los pulsos de carga de señal Q_s son convertidos en un pulso de voltaje con una amplitud $V_{out} = -\frac{Q_s}{C_f}$. La constante de tiempo $\tau = C_f \cdot R_f$ determina la velocidad de bajada de la cola del pulso de salida.

Para esta configuración, la tensión de salida es proporcional a la carga integrada total en el impulso suministrado a los terminales de entrada, siempre que la duración del impulso de entrada sea corta en comparación con la constante de tiempo $\tau = C_f \cdot R_f$.

2.1.2 Ganancia

La ganancia de un amplificador de carga se obtiene de una de las siguientes dos formas: mediante la ganancia para el amplificador o mediante la ganancia para una combinación detector/amplificador.

2.1.2.1 Amplificador

La ganancia del amplificador G_c , referida también como “charge gain”, viene dada por la Ecuación 11:

$$G_c = \frac{V_{out}}{Q_s} = \frac{1}{C_f} \left[\frac{V}{C} \right] \quad (11)$$

2.1.2.2 Amplificador con detector

En este caso normalmente se utiliza un parámetro llamado “sensibilidad” en vez de “ganancia”. Sensibilidad expresada en mV/MeV de una partícula de energía irradiada dentro del detector. Se utilizan electronvoltios (eV) o en este caso megaelectronvoltios (MeV) para representar el rango de energía de una partícula ionizante. Ésta representa la variación de energía cinética que experimenta un electrón al moverse desde un punto a otro con una diferencia de potencial del campo eléctrico de un voltio. Por lo que cuantos menos electronvoltios tenga una partícula ionizante, menor será la energía cinética que tendrá [17]. La amplitud de la señal obtenida con el detector semiconductor viene determinada por la partícula de energía de la entrada, en nuestro caso neutrones y también por el material del semiconductor, que será el silicio. La Ecuación 12 relaciona todos estos términos para dar un valor de carga.

$$Q_s = \frac{E \cdot e^-}{\varepsilon} [C] \quad (12)$$

Siendo

E: la energía de la partícula (MeV)

e^- : Carga del electrón $1,6 \cdot 10^{-19}$ (C)

ε : Energía necesaria para crear un par electrón-hueco. En el Si son 3.62 eV.

Así de la Ecuación 11 y 12, se obtiene la sensibilidad que viene dada por:

$$Sensitivity = \frac{V_{out}}{E} = \frac{\frac{Q_s}{C_f}}{Q_s \cdot \frac{\varepsilon}{e^-}} = \frac{e^-}{C_f \cdot \varepsilon} \left[\frac{mV}{MeV} \right] \quad (13)$$

2.1.3 Características

Las siguientes características son requeridas para un amplificador de carga usado para la detección de radiación:

- Alta ganancia.
- Bajo ruido.
- Excelente linealidad de integración.
- Alta velocidad en el tiempo de subida (slew rate).
- Alta estabilidad ante cambios de temperatura, etc.

En las siguientes secciones se discutirán las características principales del amplificador de carga.

2.1.3.1 Ganancia en lazo abierto

Hay muchos detectores semiconductores usados para la detección de radiación. Sin embargo, cuando el detector de silicio se usa para la detección de radiación, la cantidad de carga generada debe ser la misma si la energía de la radiación es equivalente. Por lo tanto, el amplificador de carga debe proporcionar una ganancia constante independientemente del valor de capacidad. De hecho, como se muestra en la Ecuación 9 en "Principio de funcionamiento", la salida del detector es independiente de la capacidad de unión C_j . Esto se debe a que la ganancia de bucle abierto del amplificador de carga es muy alta.

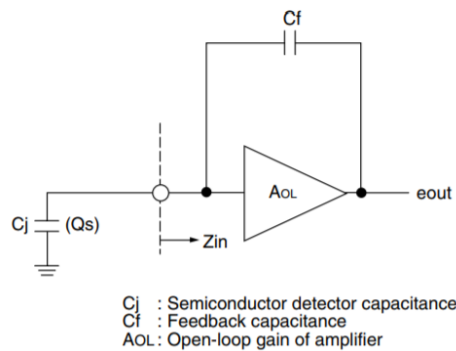


Figura 7: Circuito equivalente

Cuando un amplificador de carga se conecta tras el detector de silicio, el circuito equivalente es el de la Figura 7. En este circuito equivalente, cuando se ve la entrada del amplificador, la impedancia de entrada Z_{in} viene dada por la Ecuación 14:

$$Z_{in} = \frac{1}{j\omega C_f} \cdot \frac{1}{1 + A_{OL}(j\omega)} \quad (14)$$

Si la carga de la señal Q_s es generada en el detector de silicio, el voltaje V_{in} en la entrada del amplificador es:

$$V_{in} = \frac{Q_s}{j\omega C_j + (1 + A_{OL}(j\omega)) \cdot j\omega C_f} \quad (15)$$

Así, la salida de voltaje V_{out} es expresado usando la ecuación 15 de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} V_{out} &= A_{OL}(j\omega) \cdot V_{in} = \\ &= A_{OL}(j\omega) \cdot \frac{Q_s}{j\omega C_j + (1 + A_{OL}(j\omega)) \cdot j\omega C_f} = \\ &= \frac{Q_s}{j\omega C_f + \frac{j\omega}{A_{OL}(j\omega)} \cdot (C_f + C_j)} \end{aligned} \quad (16)$$

Asumiendo que $A_{OL} \gg 0$, o en otras palabras, la ganancia en bucle abierto del amplificador es muy grande, entonces la Ecuación 16 puede ser simplificada de la siguiente forma:

$$V_{out} = \frac{Q_s}{j\omega C_f} \quad (17)$$

Como se ha discutido anteriormente, el voltaje de salida V_{out} del amplificador de carga no depende de la capacidad de unión del detector de silicio [14].

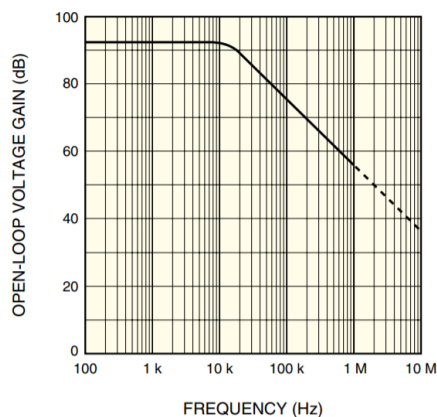


Figura 8: Ganancia en bucle abierto [14]

2.1.3.2 Resolución de energía

Otra propiedad importante puede ser examinada tomando nota de la respuesta del detector ante el paso de radiación. La Figura 9 ilustra la diferencia de altura del pulso que puede ser producida por un detector bajo esas condiciones.

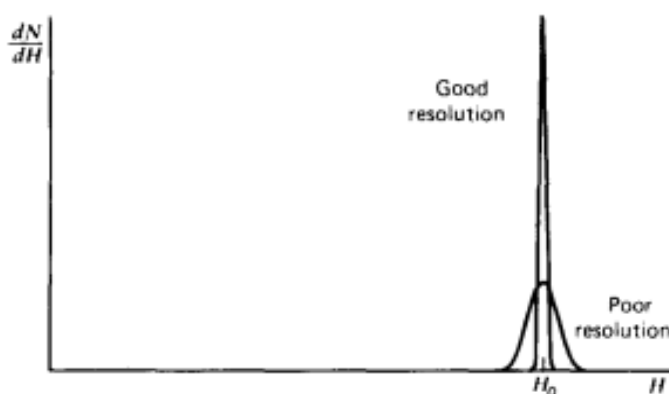


Figura 9: Ejemplo de la respuesta del detector con buena y mala resolución [18]

La curva llamada “*Good resolution*” ilustra una posible distribución sobre una altura media de pulso H_0 . La segunda curva ilustra la respuesta del detector con una baja actuación. El área de ambas es la misma para los mismos pulsos. Además, están centradas en la misma media H_0 , en cambio el ancho de la “*Poor resolution*” es mucho mayor. Este ancho refleja las fluctuaciones que se producen pulso a pulso. Si estas fluctuaciones son menores, el ancho será menor y el pico será mucho mayor, obteniendo una buena resolución [18].

La resolución de energía se puede obtener como el factor FWHM/H_0 , siendo FWHM (full wave half maximum) el ancho de pulso en la mitad de la altura del pulso, siendo esta un numero adimensional. Cuanto menor sea la resolución de energía, mejor será el detector, que será capaz de distinguir entre dos radiaciones cuyas energías están cerca la una de la otra.

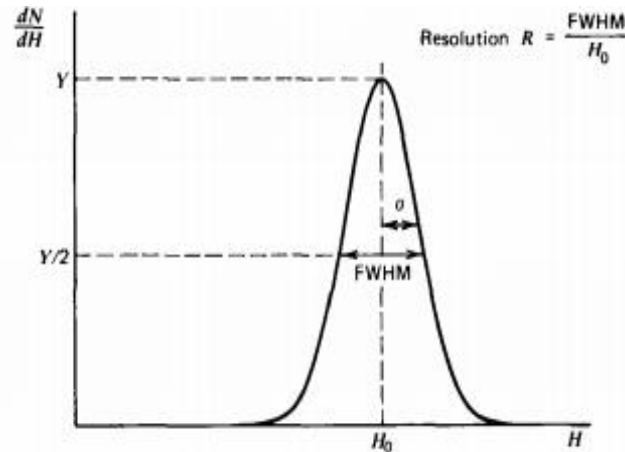


Figura 10: Resolución de la respuesta de un detector [18]

2.1.3.3 Ruido

En la Figura 11 se observa el circuito equivalente con las fuentes de ruido del amplificador de carga [14]. Típicamente el amplificador tiene una etapa de entrada con transistores FET.

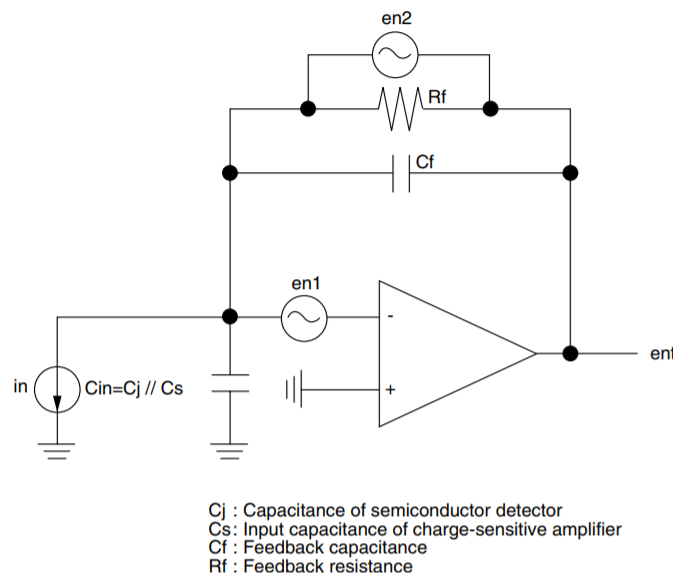


Figura 11: Circuito equivalente de ruido del amplificador de carga [12]

El ruido en un amplificador de carga proviene de las tres siguientes fuentes de ruido:

- **Ruido térmico en la primera etapa del FET**

El ruido térmico en la primera etapa del FET, en_1 , que viene dado por la Ecuación 18:

$$en_1 = \sqrt{\frac{8}{3} \cdot \frac{KT}{g_m}} \quad \left[\frac{V}{\sqrt{Hz}} \right] \quad (18)$$

Siendo

K: Constante de Boltzmann

T: Temperatura absoluta

g_m : Conductancia mutua de la primera etapa del FET

- **Ruido shot causado por la corriente de puerta en la primera etapa del FET y de la corriente de oscuridad del detector**

El ruido shot viene dado por la Ecuación 19:

$$in = \sqrt{2q \cdot (I_G + I_D)} \quad \left[\frac{A}{\sqrt{Hz}} \right] \quad (19)$$

Siendo

q: Carga elemental

I_G : Corriente de fuga de puerta de la primera etapa del FET

I_D : Corriente de oscuridad del detector

- **Ruido térmico causado por la resistencia de realimentación**

El ruido térmico en_2 causado por la resistencia de realimentación R_f viene dado por la Ecuación 20:

$$en_2 = \sqrt{4KTR_f} \quad \left[\frac{V}{\sqrt{Hz}} \right] \quad (20)$$

Donde R_f es la resistencia de realimentación. El ruido se hace más grande aumentando el valor de resistencia, lo que conlleva a una constante de tiempo más larga, conduciendo a colas muy largas en los pulsos de salida. Esto puede derivar a problemas con respecto a la recuperación de sobrecarga y la acumulación en el amplificador.

De las ecuaciones 18, 19 y 20, el ruido total en frecuencia $ent(j\omega)$ toma la siguiente expresión (21):

$$en_t^2(j\omega) = en_1^2 \cdot \left(1 + \frac{C_{in}}{C_f} \right)^2 + \left(in^2 + \left(\frac{en_2}{R_f} \right)^2 \right) \cdot \frac{1}{(j\omega \cdot C_f)^2} \quad (21)$$

En la Ecuación 21, la componente del primer término es una constante que se reproduce en todo el rango de frecuencia y es amplificado por la ganancia de ruido $(1+C_{in}/C_f)$ que viene determinada por la capacidad de entrada C_f .

La segunda componente del término es una constante independiente de la capacidad de entrada C_{in} , pero que decrece cuando aumenta la frecuencia.

Por lo tanto, el amplificador de carga se montará lo más cerca posible del detector, para reducir la capacidad de entrada causada por el cableado y disminuyendo el ruido microfónico, los bucles de tierra y la captación de radiofrecuencia, que son todas ellas fuentes de ruido para el amplificador.

2.1.3.4 Ruido Electrónico en un sistema de detección (ENC)

La cantidad de ruido agregado por el amplificador a menudo se expresa en términos de la carga de ruido equivalente (ENC). Esto se define como la cantidad de carga que, si se aplica repentinamente a los terminales de entrada del sistema, daría lugar a una tensión de salida igual al nivel RMS de la salida debido únicamente al ruido. Formalmente, la ENC se expresa en unidades absolutas de carga o culombios. Sin embargo, se ha convertido en algo común dividir este valor por la carga de la unidad en un electrón ($1,6 \cdot 10^{-19}$ C) para expresarlo en cambio en unidades de cargas de electrones. Por ejemplo, el ruido electrónico en un sistema dado puede expresarse como "100 electrones", lo que es igual a decir que el ENC es de $1,6 \cdot 10^{-17}$ C [19].

La Ecuación 22 se puede usar para estimar el nivel de ruido en un sistema de detección basado en el amplificador de carga. Esta ecuación puede ser útil para minimizar el ruido electrónico para una capacidad del detector dada (C_{in} en pF) y la corriente de fuga del detector (I_d en pA).

$$ENC = \sqrt{\frac{43 \cdot (C_{in} + 15)^2}{\tau} + 8\tau \cdot (I_d + 800) + 50000} \quad (22)$$

Para un tipo específico de detector, la contribución del ruido electrónico al FWHM se puede calcular a partir de la ENC. De la Figura 10, el FWHM es igual a 2.35 multiplicado por el valor RMS del nivel de ruido, o 2.35 veces el valor de ENC. Para convertir a unidades de energía también se debe multiplicar por E , la energía depositada requerida para crear un portador de carga. En silicio a temperatura ambiente, $E = 3.62$ eV, entonces la relación se convierte en:

$$FWHM (eV) = 2,35 \cdot 3,62 eV \cdot ENC = 8,51 \cdot ENC \quad (23)$$

Por lo tanto, para el ejemplo anterior de una ENC de 100 electrones predice una contribución de ancho de pico (FWHM) causada por ruido electrónico en detectores de silicio de 851 eV.

2.1.3.5 Respuesta ante un evento

La corriente que se produce tras el paso de radiación por el detector puede ser colectada de forma más o menos rápida. Idealmente, el tiempo de subida del pulso producido desde el amplificador está determinado solo por el tiempo de recolección de carga en el detector y es independiente de la capacidad del detector o entrada de amplificador. Ese es generalmente el caso, pero para detectores rápidos, el tiempo de subida puede verse también influenciado por las constantes de tiempo que surgen de varios factores. Entre ellas destaca la resistencia en serie de regiones no completadas en detectores semiconductores o el contacto eléctrico imperfecto con el volumen activo del detector. Esta resistencia se acopla con la capacidad a la entrada del amplificador para definir una constante de tiempo que puede ralentizar el aumento del pulso si es comparable o excede el tiempo de recolección de carga [20].

A continuación, en la Figura 12 se muestra la relación entre la corriente de entrada producida por el detector y el voltaje de salida del amplificador de carga V_{out} :

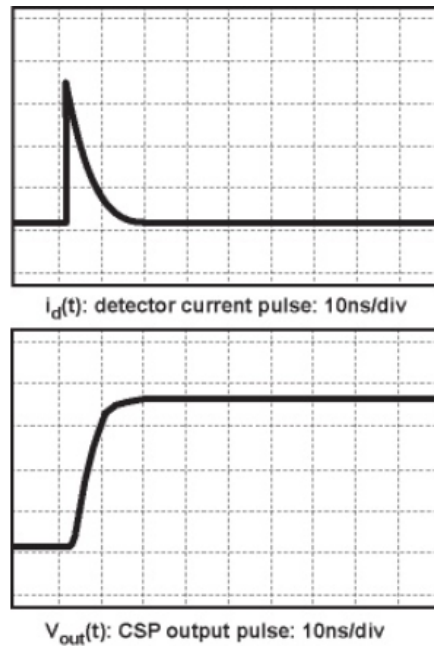


Figura 12: Relación entre la corriente del detector y el voltaje de salida del amplificador de carga [20]

El circuito del amplificador de carga descrito en el esquema de la Figura 7 no tiene forma de reiniciarse; la salida aumentará hasta que el amplificador de carga alcance su valor máximo. El método más común para restablecer el circuito del amplificador de carga es colocar una resistencia de pérdidas de alto valor en paralelo con el condensador de realimentación. Así la respuesta de pulso del amplificador de carga se transforma por lo tanto en un impulso de cola, donde el tiempo de subida permanece como se muestra en la Figura 12, pero ahora hay un tiempo de bajada largo como se muestra en la Figura 13 [20]. La constante de tiempo de decaimiento está relacionada con $\tau = R_f \cdot C_f$.

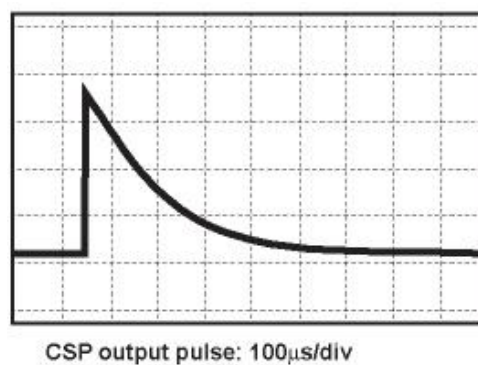


Figura 13: Pulso de salida en un amplificador de carga [17]

La razón de la disminución exponencial es la resistencia que se coloca en paralelo al condensador de realimentación. Esta solución es necesaria para que el amplificador de carga pueda responder a pulsos subsiguientes.

2.2 Amplificadores comerciales

A continuación, se van a describir los principales amplificadores comerciales que se podrían utilizar como amplificador de carga. Sus características más destacables de los principales fabricantes son las siguientes:

- CREMAT CR110

Ganancia	1.4 62	V/pC mV/MeV
Tiempo de subida	7	ns
Tiempo de bajada	140	μ s
Ruido (Equivalent noise charge)	200	electrons rms
Disipación de potencia	70	mW

Tabla 1: Especificaciones CR110

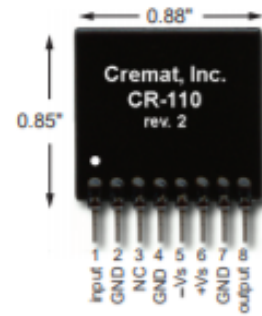


Figura 14: CR110 [33]

- CREMAT CR113

Ganancia	1.3	mV/pC
Tiempo de subida	1	ns
Tiempo de bajada	50	μ s
Ruido (Equivalent noise charge)	18000	electrons rms
Disipación de potencia	70	mW

Tabla 2: Especificaciones CR113



Figura 15: CR113 [34]

- AMPTEK A250

Ganancia	1 44	V/pC mV/MeV
Tiempo de subida	4.5	Ns
Tiempo de bajada	300	μ s
Ruido (Equivalent noise charge)	100	electrons rms
Disipación de potencia	19	mW

Tabla 3: Especificaciones A250

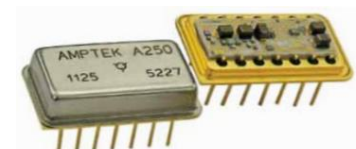


Figura 16: AMPTEK A250 [35]

- HAMAMATSU H4083

Ganancia	0.5 22	V/pC mV/MeV
Tiempo de subida	8	ns
Tiempo de bajada	210	μs
Ruido (Equivalent noise charge)	550	electrons rms
Disipación de potencia	150	mW

Tabla 4: Especificaciones H4083

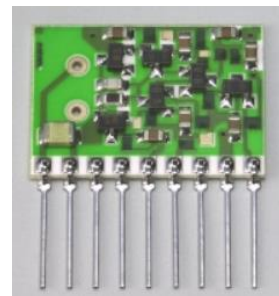


Figura 17: H4083 [36]

Si se comparan todos los amplificadores comerciales entre si se puede observar como cada uno tiene sus pros y sus contras. Por ejemplo, se hace una comparación entre ganancias, el amplificador de carga CR111 es el que mayor ganancia tiene, por el contrario, el CR113 es el que menos ganancia proporciona. En cambio, el CR113 es el más rápido, tanto en el tiempo de bajada como en el tiempo de subida, a costa de su baja ganancia y su gran cantidad de ruido. Si se quiere escoger un amplificador priorizando en un bajo ruido, en este caso el A250 sería el más apropiado, además es el que menos consume.

En conclusión, dependiendo de las especificaciones que se quieran priorizar se puede escoger un amplificador u otro. Si lo que se quiere es un amplificador rápido en ese caso se escogerá el CR113, si lo que se quiere es un amplificador con mucha ganancia, se escogerá el CR111 y si lo que se quiere es un amplificador con bajo ruido y consumo, en ese caso será el A250 el elegido.

2.3 Análisis del problema del amplificador

A continuación, se van a describir los problemas más habituales que se producen en los amplificadores de carga en cuanto al tratamiento de la señal. También se comentará el siguiente bloque imprescindible para la instrumentación de la señal del sensor de neutrones, llamado pulse shaper y los problemas que este también pueda conllevar.

2.3.1 Acumulación de pulsos

El hecho de que los pulsos de un detector de radiación estén espaciados al azar en el tiempo puede provocar efectos de apilamiento entre los pulsos cuando las tasas de conteo son altas. Estos efectos generalmente se llaman acumulación pulsos o “pile up” y pueden minimizarse haciendo que el ancho total de los pulsos sea lo más pequeño posible.

Los fenómenos de acumulación son de dos tipos generales, que tienen efectos algo diferentes en las mediciones de la altura del pulso. El primer tipo se conoce como acumulación de cola e implica la superposición de pulsos en la cola de larga duración o el subdesarrollo de un pulso precedente, véase la Figura 18 a la izquierda. En las condiciones descritas anteriormente, las colas pueden persistir durante periodos de tiempo relativamente largos, de modo que el apilamiento de cola puede ser significativo incluso a tasas de conteo relativamente bajas. El remedio para el apilamiento de la cola consiste en eliminar las colas residuales mediante la cancelación de polos-cero o las técnicas activas de restauración de línea de base. Las formas de pulso que regresan rápidamente a la línea de base también ayudarán a eliminar la acumulación de cola irreducible causado por la descomposición normal del pulso conformado [16].

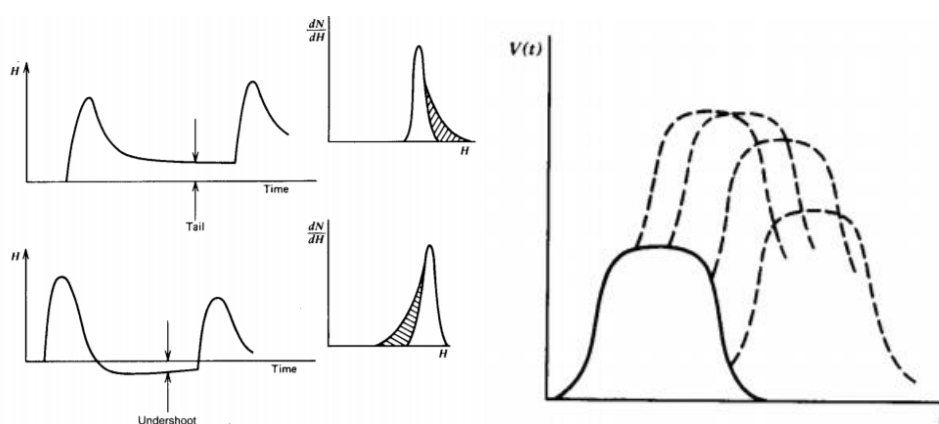


Figura 18: Acumulación de cola a la izquierda y pico de acumulación a la derecha [16]

Un segundo tipo de apilamiento, generalmente llamado pico de acumulación ocurre cuando dos pulsos están lo suficientemente cerca uno del otro para que el sistema de análisis los trate como un solo pulso. Como se muestra en la Figura 18, a la derecha, la superposición de pulsos con superficies relativamente planas conducirá a un pulso combinado con una amplitud aparente igual a la suma de las dos amplitudes individuales. Los grados menores de superposición darán un pulso combinado con una amplitud algo menor que la suma. Este tipo de acumulación no solo genera distorsiones en el espectro grabado, incluido un pico de suma ocasional, sino que también interfiere con las mediciones cuantitativas basadas en la medición del área bajo picos de energía total. Debido a que el pico acumulado conduce a la grabación de un pulso en lugar de dos, el área total bajo el espectro grabado también es menor que el número total de pulsos presentados al sistema durante su tiempo de vida [16].

2.3.2 Saturación

El amplificador de carga es relativamente susceptible a la saturación cuando se suministran pulsos muy grandes a su entrada. Las propiedades de recuperación de sobrecarga del amplificador son, por lo tanto, una especificación importante para aquellas aplicaciones en las que los pulsos grandes frecuentes pueden oscurecer la señal que se va a medir.

Debido a que la salida de un amplificador es un impulso de cola con un tiempo de decaimiento bastante largo, la acumulación de pulsos es inevitable, excepto a velocidades de señal muy bajas. Aunque los efectos de este apilamiento se pueden eliminar en gran medida, un efecto potencial no se puede tratar tan fácilmente. En la Figura 19, se dibuja la salida acumulada de un amplificador a altas velocidades. El nivel promedio de esta forma de onda aumentará con la velocidad y puede aproximarse al límite del funcionamiento lineal del amplificador. En ese caso, algunos pulsos acumulados pueden conducir al amplificador a saturación y, por lo tanto, se verán seriamente distorsionados, dando así una lectura de la información del pulso equívoca. La elección de valores pequeños para la resistencia de realimentación R_f minimizará este efecto asegurando una rápida disminución del pulso, pero a expensas de una mayor contribución al ruido [16].

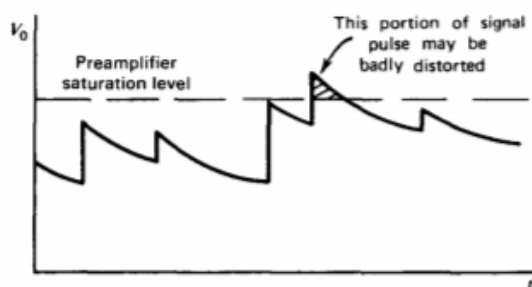


Figura 19: Efecto de saturación en una serie de pulsos [16]

2.3.3 Pulse shaper

Para la detección de un pulso de radiación, normalmente se utilizan circuitos de amplificación de carga que proporcionan una caída larga del pulso. Esto puede conllevar a futuros problemas anteriormente descritos como la saturación de la señal o el apilamiento de respuestas debido a una alta tasa de conteo.

Mediante la conformación de pulsos con una etapa posterior a la del amplificador, llamado “pulse shaper”, se alivia el problema de apilamiento de pulsos anteriormente escrito y la consecuente saturación. Para ello, la cola de los pulsos debe tener un retorno a la línea de base mucho más rápido, pero sin afectar a la amplitud de los pulsos. También filtra mucho el ruido de la señal de interés, mejorando la señal-ruido del sistema de detección. Esto se consigue normalmente con una variedad de redes RC o filtros activos para aproximar las formas de los pulsos a una forma gaussiana o triangular, por ejemplo.

Como ya se ha comentado, la utilización de un módulo pulse shaper o conformador del pulso, tiene los siguientes objetivos:

- Mejorar la SNR → Incrementando la anchura del pulso.
- Mejorar la resolución → Acortando la anchura del pulso.
- Reducir el pulso para que no haya apilamiento.
- Proporcionar una ganancia extra a la señal

Para un buen conformado del pulso hay que encontrar un compromiso entre ellos.

Debido a que los amplificadores de conformación filtran el ruido en los sistemas de pulsos nucleares de la señal de salida del amplificador de carga hay que escoger un conformado que consiga un compromiso entre las características nombradas [21].

Por ejemplo, se puede demostrar que la mejor relación señal/ruido posible se logra si los pulsos de la señal tienen la forma de una cúspide infinita, como se observa en la Figura 20. Para mejorar dicha relación, la forma del pulso debe tener un ancho finito, y la cúspide finita tiene las mejores propiedades de señal a ruido si se comparan formas de pulso de ancho finito. Debido a que se ha demostrado que ningún otro tipo de conformación de pulso puede producir una forma de pulso superior a la cúspide en sus propiedades de señal a ruido, esta forma de pulso se ha convertido en el estándar por el cual de otros métodos de conformación de pulso se comparan.

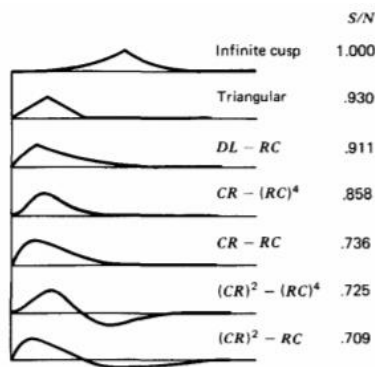


Figura 20: Métodos de conformación de pulso y su relación Señal/Ruido [22]

Pero este método de conformación no es particularmente práctico, ya que la parte superior es puntiaguda, lo que dificulta la medición de la amplitud del pulso. Además, el retorno a la línea de base es bastante lento, lo cual es indeseable desde el punto de vista del apilamiento. Por estas razones, se usan más comúnmente otros métodos de conformación de pulsos que son preferibles porque se evitan algunos de los inconvenientes anteriores, aunque empeoren la relación señal/ruido.

La Figura 20 enumera algunos de los métodos comunes de conformación de pulsos. Todos los que se muestran en la figura se pueden lograr utilizando métodos de conformación pasiva. Los métodos más complicados de conformación de pulso que involucran circuitos activos son útiles en sistemas en los que se debe alcanzar la máxima señal-ruido. De estos, se han incorporado filtros activos que se aproximan a una forma gaussiana o triangular en amplificadores lineales disponibles comercialmente [22].

2.3.4 DC line restorer

En los sistemas de análisis de pulso nuclear, la amplitud del pulso contiene gran parte de la información básica. Debido a que la amplitud se mide en relación con una línea de base cero verdadera, la presencia de cualquier desplazamiento de línea de base reducirá la amplitud de pulso aparente, y con ello se obtendrá una información no válida del pulso.

La señal de salida de un amplificador de carga o un amplificador de conformación típicamente pasa a través de al menos una etapa de amplificación acoplada a CA para bloquear una polarización de CC. El resultado es que la ganancia total de corriente continua es cero, lo que significa que el valor de salida promediado en el tiempo del pulso shaper es cero. Si bien esto generalmente no es un problema para instrumentos de detección a tasas de conteo bajas o quizás medias, a altas tasas de conteo la línea de base de la señal disminuye significativamente, reduciendo la altura de pulso de las señales con respecto a la línea de base y degradando el espectro de altura de pulso [23]. En la Figura 21 se puede ver apreciar dicho problema:

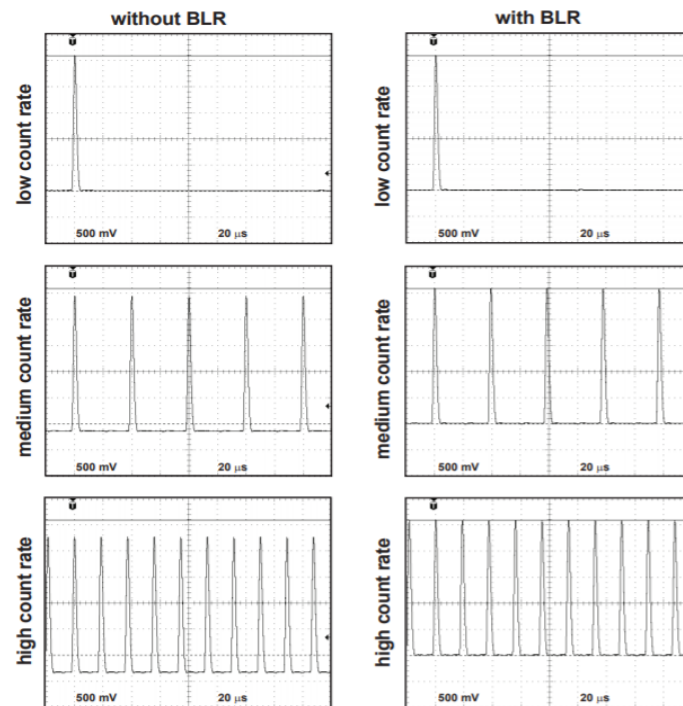


Figura 21: Efecto del Base Line Restorer (BLR) [23]

La cantidad por la cual esta aparente línea de base está por debajo de cero se denomina desplazamiento de la línea de base y, obviamente, se volverá más grave a medida que el espaciado promedio entre los pulsos se haga más pequeño o la tasa de pulsos aumente.

CAPÍTULO 3

DISEÑO DEL AMPLIFICADOR

3.1 Requisitos de los amplificadores operacionales

En los siguientes subapartados se van a explicar las características más importantes a tener en cuenta para la elección del amplificador.

3.1.1 Ancho de banda

Es uno de los requisitos objetivo que se deben cumplir con creces. Un amplificador con un alto ancho de banda hace que se puedan recolectar un mayor número de pulsos, o en otras palabras, que permita una recolección de éstos con altas tasas de pulsos. Cuanto mayor sea este valor, mayor número de muestras se podrán obtener de manera legible.

Por ejemplo, un amplificador con un ancho de banda de 1MHz es capaz de seguir un millón de pulsos por segundo sin problema. En cambio, si se producen más pulsos por segundos dicho amplificador no será capaz de distinguir los pulsos y esto conllevará una lectura de datos equívoca. En la Figura 22 se muestra el ancho de banda de una señal, dicho valor se obtiene cuando la ganancia disminuye 3dB respecto a su frecuencia central.

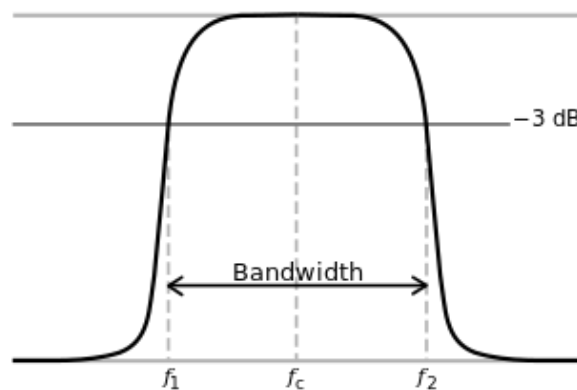


Figura 22: Ancho de banda de una señal [24].

3.1.2 Slew Rate

El slew rate en un amplificador operacional es un efecto no lineal, que representa la tasa de cambio en la tensión de salida causada por un cambio de paso en la entrada. Se mide como un cambio de voltaje en un tiempo dado, típicamente en V/ μ s o en V/ms. Por lo que cuanto más alto sea este valor mayor velocidad tendrá el amplificador.

Dicho valor depende del amplificador operacional que se use, por lo que un amplificador con un slew rate que no se adecúe a los requisitos de la aplicación puede causar una distorsión de la señal o en el caso de los detectores de radiación, puede causar apilamiento de pulsos.

Como se puede observar en la Figura 23, siendo la entrada la señal de onda cuadrada de color rojo y la de salida la de color verde, se puede ver como la salida está limitada por el slew rate. Un slew rate mayor hubiese permitido que la forma de onda de salida consiguiese seguir los abruptos flancos de subida y de bajada de la forma de onda cuadrada.

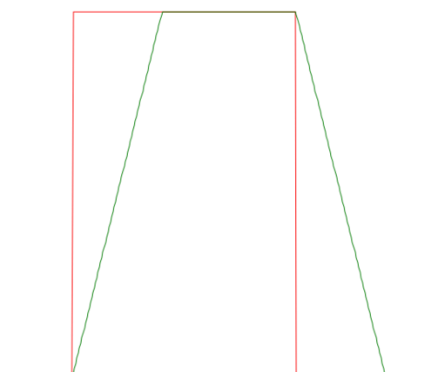


Figura 23: Slew Rate [25]

3.1.3 Impedancia de entrada del amplificador operacional

Otro requisito que se debe cumplir es el de una impedancia de entrada muy grande. Esto es así para que todos los pequeños pulsos de corriente que provienen del fotodiodo, cuando un neutrón es detectado, pasen por el condensador de carga y estos sean integrados tras el paso por el amplificador. Se debe considerar alta para que las corrientes de cada terminal de entrada puedan considerarse prácticamente nulas y la corriente de entrada circule por el condensador.

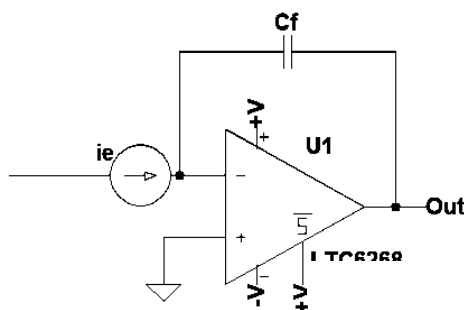


Figura 24: Amplificador de carga

Así pues, debido al principio de cortocircuito virtual, como $V^+ = 0$, entonces $V^- = 0$ y, debido a su muy alta impedancia de entrada toda la corriente de entrada pasa hacia el condensador C_f .

3.1.4 Ruido

Por definición, el ruido es cualquier fluctuación no deseada que aparece superpuesta en una fuente de señal. La Figura 25 da una representación gráfica de la forma en que un componente de ruido aleatorio puede degradar la información de amplitud transportada por pulsos desde un detector de radiación.

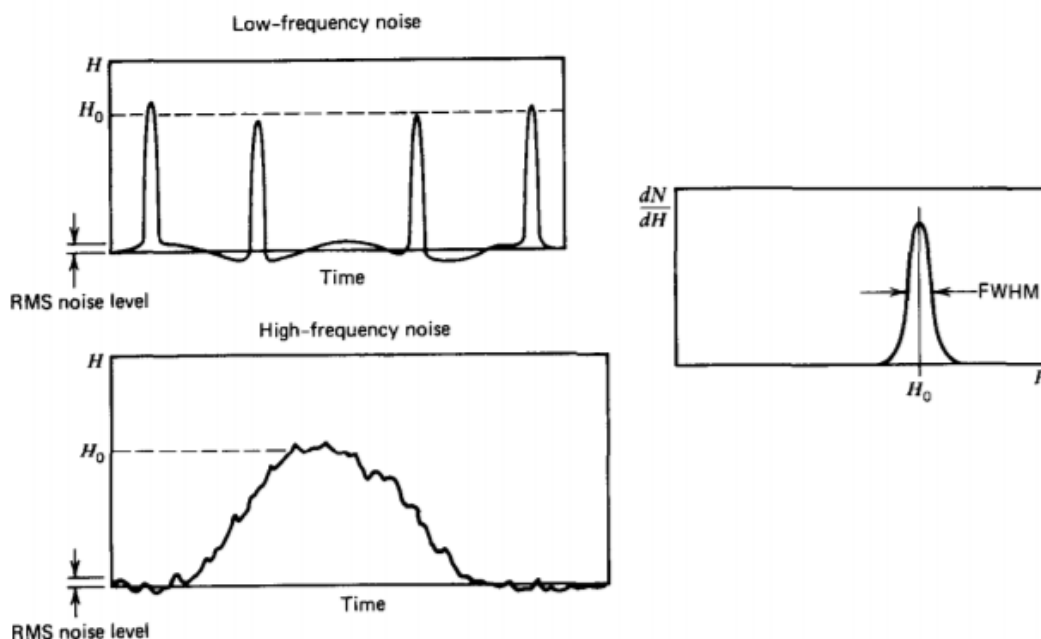


Figura 25: Efecto del ruido de baja frecuencia y alta frecuencia en pulsos de amplitud constante [16]

Las fuentes importantes de ruido se producen cerca del comienzo de la cadena de señal donde el nivel de señal es mínimo. El ruido generado en este punto sufre la misma amplificación que la señal, mientras que el ruido generado a lo largo de la cadena de señal suele ser mucho más pequeño que la señal. Por lo tanto, las discusiones sobre fuentes de ruido electrónico generalmente se centran en el amplificador y, lo que es más importante, en su etapa de entrada [16].

Además, debido a la baja amplitud de los pulsos de corriente de entrada, un amplificador con mucho ruido puede conllevar a futuros fallos en la lectura de los pulsos. Por esto elegir un amplificador con bajo ruido que ayude a obtener una respuesta lo más limpia posible es más que necesario para la obtención de una respuesta que represente de la forma más exacta los eventos producidos por los neutrones.

3.2 Elección del amplificador

Para la elección del amplificador se tendrán en cuenta todos los requisitos anteriormente descritos. Desde la página principal de Analog Devices se ha procedido a hacer una tabla de selección en la que entre otros parámetros se ha priorizado en un gran ancho de banda, un gran Slew Rate porque tienen que seguir los abruptos pulsos que proporciona el sensor y una baja densidad de ruido. También se ha hecho una selección de acuerdo con la corriente de funcionamiento, ya que esta debe de ser baja porque no todos los neutrones tienen la misma energía y se quieren detectar los neutrones con poca energía que puedan producir un pulso de corriente de menos valor. Con todo esto en la siguiente figura se resumen los posibles amplificadores que se podrían utilizar:

Part Number	Ibias typ A	# of Amps	GBP typ Hz	Slew Rate typ V/ μ s	VNoise Density typ V/ $\sqrt{\text{Hz}}$	0.1 to 10 Hz VNoise typ V p-p	Current Noise Density typ A/ $\sqrt{\text{Hz}}$	Price (1000+) \$ US
Filter parts	3f -1u	5 Values Selected	100M -4G	200 -5.5k	850p -10n	20n -13u	560a -10f	0.3 -95
7 parts	HIDE	HIDE	HIDE	HIDE	HIDE	HIDE	HIDE	HIDE
LTC6268-10	3f	1	4G	1.5k	4n	12.6 μ	7f	\$3.40 (LTC6268IS8-10#PBF)
LTC6269-10	3f	2	4G	1.5k	4n	12.6 μ	7f	\$5.65 (LTC6269IDD-10#PBF)
LTC6268	3f	1	500M	400	4.3n	13 μ	5.5f	\$2.90 (LTC6268IS8#PBF)
LTC6269	3f	2	500M	400	4.3n	13 μ	5.5f	\$4.90 (LTC6269IDD#PBF)
ADA4817-1	2p	1	410M	870	4n	-	2.5f	\$2.95 (ADA4817-1ACPZ-R7)
ADA4817-2	2p	2	410M	870	4n	-	2.5f	\$4.98 (ADA4817-2ACPZ-R7)
AD8067	1p	1	200M	640	6.6n	-	1f	\$1.89 (AD8067ARTZ-REEL7)

Figura 26: Tabla de selección del amplificador [26]

Como se puede observar los siete amplificadores de la Figura 26 pueden ser válidos. Para la elección del amplificador como se ha dicho antes se ha priorizado en la corriente de funcionamiento, y en este caso los de la familia de Linear Technologies son los que menos corriente necesitan (3fA), de esta forma se eliminan los tres posibles amplificadores de Analog Devices.

Por otra parte, se puede observar como el amplificador LTC6268 y el LTC6269 tienen las mismas prestaciones, por lo que en este caso se ha elegido el más barato entre los dos. En el caso del LTC6268-10 y LTC6269-10 ocurre exactamente lo mismo, por lo que se ha escogido el más barato.

Finalmente se ha escogido el amplificador LTC6268 y LTC6268-10 como amplificadores para su uso en el circuito de carga del sensor. Además, según aparece en la hoja de características, una de las aplicaciones para las que se utilizan estos amplificadores, es para su utilización como amplificador de carga.

Se han escogido dos debido a que tienen unas características muy parecidas, pero el LTC6268-10 tiene un producto de ganancia por ancho de banda mucho mayor, por lo que puede ser interesante de cara a futuros diseños. El problema de este amplificador es su dificultad de compensación, debido a que se necesitará una red de ecualización más compleja que permita su estabilización.

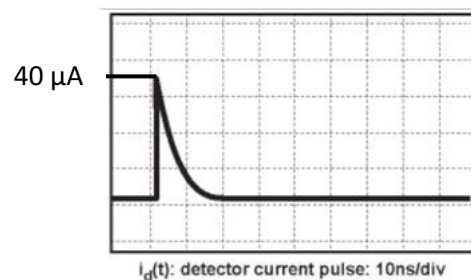
3.3 Diseño y simulación del amplificador de carga

Una vez elegido el amplificador que se va a utilizar para el diseño del amplificador cumpliendo con los requisitos descritos con anterioridad, se va a proceder a la simulación de cada bloque por separado. Antes de ellos se debe definir cuáles van a ser los pulsos de corriente de entrada que simularán el paso de un neutrón por la zona activa de nuestro detector. Para ello se va a proceder a hacer una pequeña aproximación con datos que pueden ser reales. Por ejemplo, la energía producida por un neutrón rápido es de unos 9 MeV. Haciendo uso de la ecuación 24 se va a obtener la señal de salida de la carga Q_s , que permite pasar de unidades energéticas a unidades eléctricas.

$$Q_s = \frac{E \cdot e^-}{\varepsilon} = \frac{9 \cdot 10^6 \cdot 1.6 \cdot 10^{-19}}{3.62} = 4 \cdot 10^{-13} C \quad (24)$$

Suponiendo una duración de pulso del orden nanosegundos, por ejemplo, de 10 ns, se puede hacer una aproximación sobre la amplitud del pulso que va a incidir sobre el fotodiodo PIN haciendo uso de la Ecuación 25.

$$I = \frac{4 \cdot 10^{-13}}{10 \cdot 10^{-9}} = 40 \mu A \quad (25)$$



Este valor nos da una pista sobre el orden de magnitud sobre el que vamos a trabajar y debemos amplificar. A continuación, vamos a implementar nuestro circuito con la herramienta de diseño y simulación LTspice. La altura de los pulsos, es decir, el valor de corriente de estos, dependen de la energía del neutrón incidente.

Se simularán los pulsos con un ancho de 10 ns, como se ha mencionado anteriormente y con diferentes amplitudes, simulando diferentes tipos de interacciones del neutrón con el fotodiodo.

Para ello, se ha hecho uso de la función PWL FILE. Dicha función permite construir la forma de onda que se quiera mediante un archivo de texto o un archivo de Excel. De esta forma se ha creado una función de pulsos que se repite a lo largo en el tiempo y permite simular los pulsos de corriente de la fuente de corriente. Los pulsos simulados serán los siguientes:

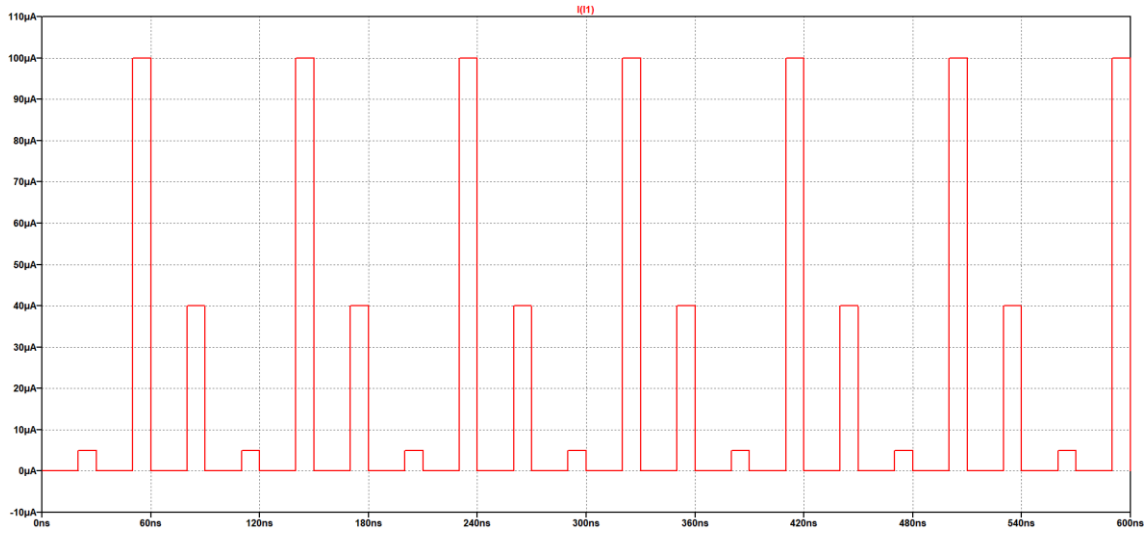


Figura 27: Forma de onda de los pulsos de corriente de entrada

Una vez definidos los pulsos de corriente que se van a utilizar como simulación de las posibles detecciones de neutrones, se va a proceder al diseño del amplificador de carga.

Se va a utilizar un condensador de integración de 30 pF, por lo que la ganancia del amplificador será la siguiente:

$$G_c = \frac{V_{out}}{Q_s} = \frac{1}{Cf} = \frac{1}{30 \cdot 10^{-12}} = 33.33 \cdot 10^9 \frac{V}{C} \quad (26)$$

De esta forma, para una ráfaga de neutrones rápidos que tengan una energía de unos 9 MeV, y que produzcan una carga como la obtenida en la Ecuación 26, el voltaje de salida sería de:

$$V_{out} = G_c \cdot Q_s = 33.33 \cdot 10^9 \cdot 4 \cdot 10^{-13} = 13.33 \text{ mV}$$

En la siguiente simulación se puede ver la salida ante el patrón de pulsos tras el paso por el amplificador de carga:

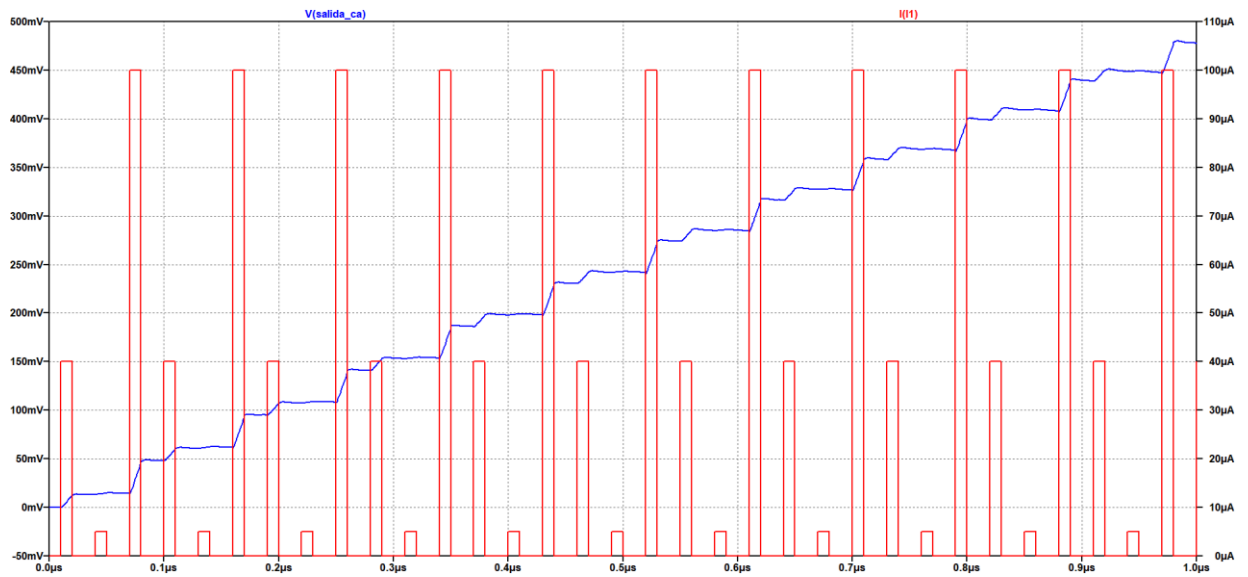


Figura 28: Salida del amplificador de carga

Debido a que la fuente de corriente tiene un patrón de pulsos de 100, 40 y 5µA, los pulsos producidos a la salida por el amplificador de carga serán de 33,33 mV, 13,33 mV y 1,66 mV. Cada pulso tendrá una constante de tiempo igual a:

$$\tau = R_f \cdot C_f = 150 \cdot 10^3 \cdot 30 \cdot 10^{-12} = 4,5 \mu s \quad (27)$$

Por otra parte, se puede observar como la salida del amplificador de carga tiene una salida temporal exponencial de acuerdo con la Ecuación 10, que puede llegar a la saturación de la señal.

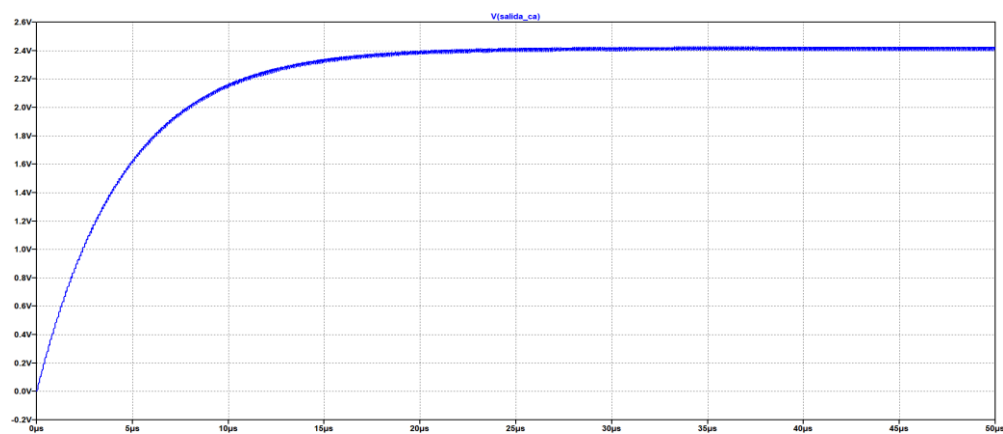


Figura 29: Salida del amplificador carga

Para evitar la saturación se ha colocado en serie con la resistencia y el condensador de realimentación un filtro paso bajo seguido de un conector de alarma que va transmitiendo el nivel de continua de la señal del amplificador a un microcontrolador. Cuando dicha señal analógica sobrepase cierto valor programado, se enviará una señal a un JFET colocado en paralelo con la resistencia y el condensador de realimentación que hará que la señal resetee.

Con todo esto, el esquema de este bloque es el siguiente.

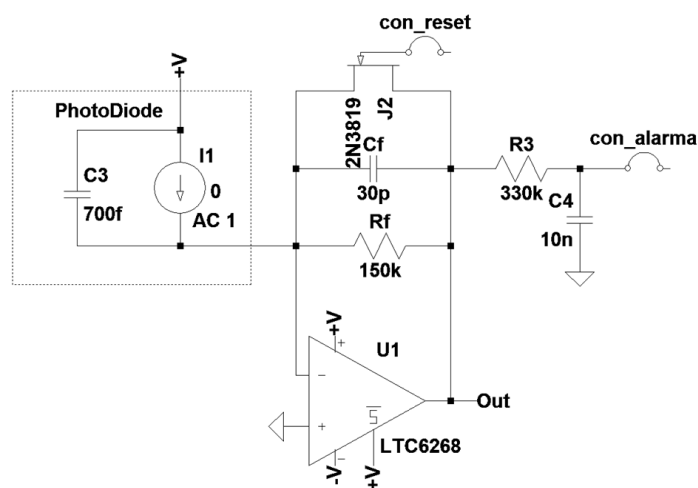


Figura 30: Esquema del amplificador de carga

3.4 Diseño y simulación del pulse shaper

A continuación, se va a proceder al diseño del pulse shaper. Dicho módulo va a ser un bloque diferenciador para compensar la anterior etapa que funcionaba como integrador. Lo que se quiere conseguir aquí es hacer el efecto contrario de la anterior etapa y moldear los pulsos de manera que se produzca una salida legible.

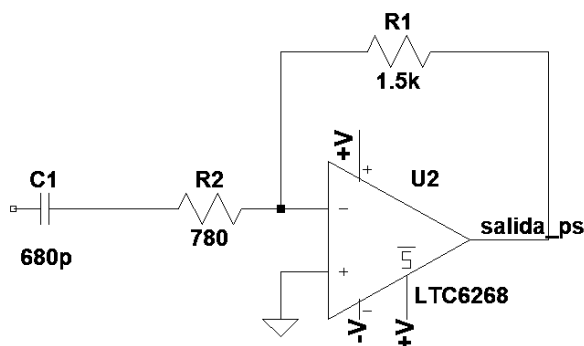


Figura 31: Circuito del Pulse shaper

Para ello se ha diseñado un filtro paso alto activo con el mismo amplificador escogido anteriormente. Se han añadido más polos y ceros debido a la compensación que se explicará más tarde. Finalmente, la salida del pulse shaper tras el paso de los pulsos integrados por el amplificador de carga de la anterior etapa se representa en la siguiente figura:

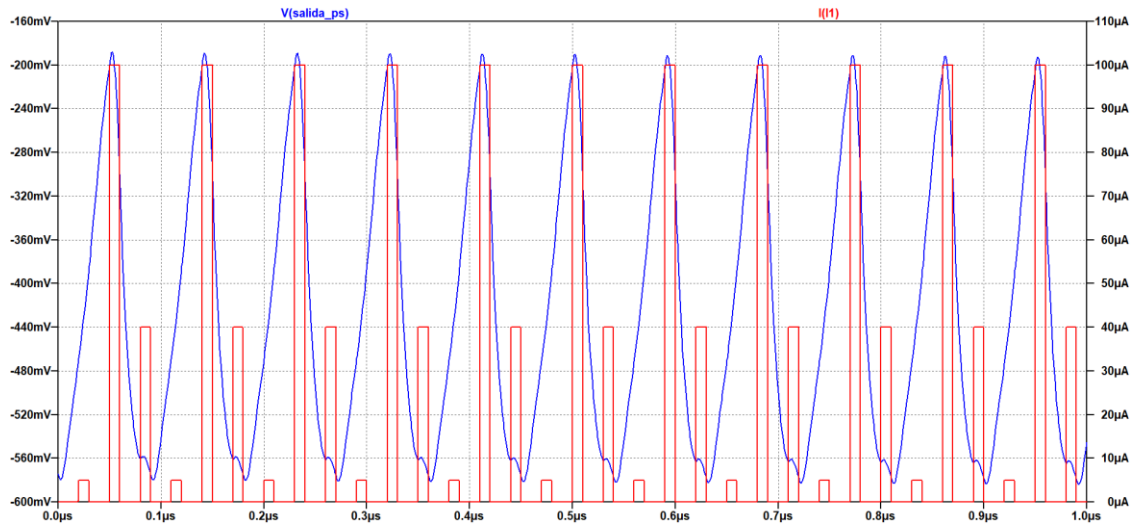


Figura 32: Forma de onda de salida del Pulse Shaper

Aquí ya se pueden diferenciar los pulsos de 100 y 40 μA , pero los de 5 son prácticamente indetectables. Es por eso por lo que se va a añadir finalmente una etapa de amplificación, con el fin de poder detectar los pulsos de 5 μA . Para ello se ha diseñado una última etapa mediante un amplificador inversor. Con todo esto, la salida final del sistema ante los pulsos de entrada queda de la siguiente manera:

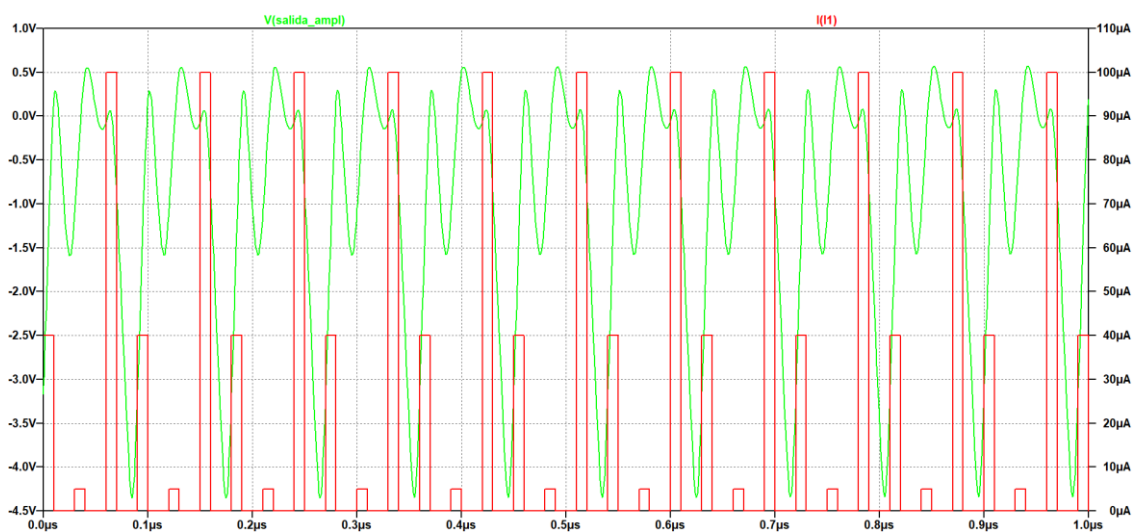


Figura 33: Señal de salida del circuito

Tras este último módulo de amplificación se puede observar como ahora si que hay diferencia entre las amplitudes ante los diferentes pulsos de entrada. Para un pulso de 100uA se tiene una amplitud de -4.3V, para los pulsos de 40uA se consigue una amplitud de -1.67V y para los pulsos de 5uA, una amplitud de unos 0.2V. Con estos datos se va a calcular la ganancia o sensibilidad del circuito haciendo uso de la Ecuación 10:

$$Sensitivity = \frac{V_{out}}{E} = \frac{1.67}{9 \cdot 10^6} = 1.855 \frac{V}{eV} = 185.5 \frac{mV}{MeV}$$

A continuación, se representa un diagrama de bloques que resume el funcionamiento del circuito diseñado:

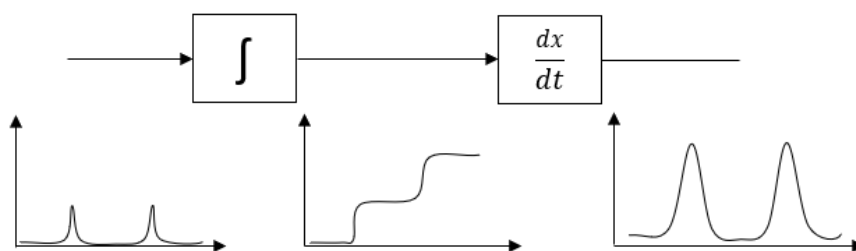


Figura 34: Diagrama de bloques sintetizado

3.5 Red de ecualización

A continuación, se va a explicar la red de ecualización utilizada en los anteriores apartados como objetivo para conseguir un mayor ancho de banda compensando los polos y ceros tanto del amplificador como los introducidos por el amplificador de carga y el conformador de pulsos.

Para ello se va a obtener la función de transferencia del circuito completo y posteriormente mediante una directiva del LTspice se va a hacer un barrido paramétrico para simular diferentes valores y conseguir una respuesta en frecuencia con una ganancia lo más estable y ancha que se pueda.

Primero se va a empezar por obtener la función de transferencia del amplificador de carga. Partiendo de la siguiente figura:

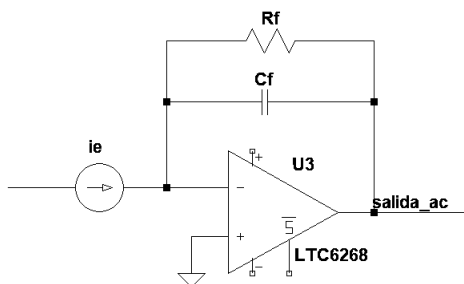


Figura 35: Circuito del amplificador de carga

La expresión de la tensión de salida viene dada por la Ecuación 27:

$$V_{ac}(s) = -I_e \cdot \left(R_f \parallel \frac{1}{C_f \cdot s} \right) \rightarrow \frac{V_{ac}}{I_e}(s) = -\frac{R_f}{1 + R_f \cdot C_f \cdot s} \quad (27)$$

Si se divide y multiplica entre $R_f \cdot C_f$ se obtiene la Ecuación 28:

$$\frac{V_{ac}}{I_e}(s) = \frac{-\frac{1}{C_f}}{s + \frac{1}{R_f \cdot C_f}} = \frac{a_o}{s + \omega_o} \quad (28)$$

Siendo

$$a_o = -\frac{1}{C_f} = -33,33 \cdot 10^9 \frac{V}{V}$$

$$\omega_o = \frac{1}{R_f \cdot C_f} = 2\pi f \rightarrow f = \frac{1}{2\pi R_f C_f} = 35,36 \text{ kHz}$$

A continuación, se va a proceder a obtener la función de transferencia del conformador de pulso o pulse shaper. Partiendo de la siguiente figura:

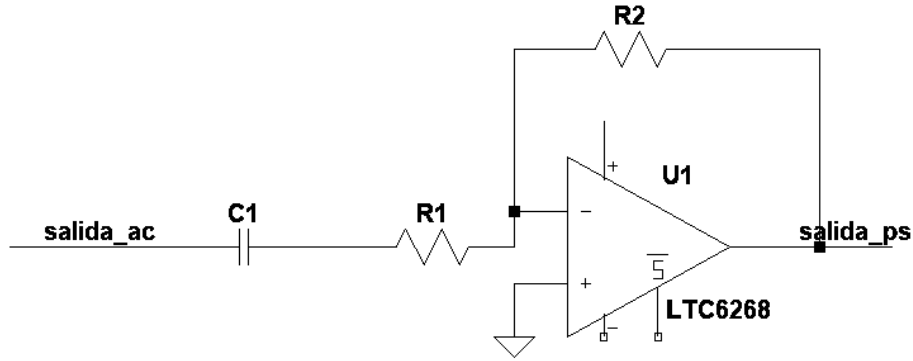


Figura 36: Circuito del Pulse Shaper

Haciendo uso del principio de cortocircuito virtual $V^+ = V^- = 0$, la expresión de la tensión de salida viene dada por la Ecuación 29:

$$\frac{V_{ac}}{R_1 + Z_{C_1}} = -\frac{V_{ps}}{R_2} \rightarrow \frac{V_{ps}}{V_{ac}} = -\frac{R_2}{Z_{C_1} + R_1} \quad (29)$$

Siendo $Z_c = 1/Cs$:

$$\frac{V_{ps}}{V_{ac}}(s) = \frac{-R_2}{\frac{1}{C_1 s} + R_1} = \frac{-R_2 \cdot C_1 s}{1 + R_1 \cdot C_1 s} \quad (30)$$

Dividiendo y multiplicando por $R_1 \cdot C$ queda la siguiente ecuación:

$$\frac{V_o}{V_i}(s) = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{s}{\frac{1}{R_1 \cdot C_1} + s} = \frac{a_1 s}{s + \omega_o} \quad (31)$$

Siendo

$$a_1 = -\frac{R_2}{R_1} = \frac{1.5 \cdot 10^3}{780} = 1.92 \frac{V}{V}$$

$$\omega_o = \frac{1}{R_1 \cdot C} = 2\pi f \rightarrow f = \frac{1}{2\pi R_1 C} = 300 \text{ kHz}$$

Finalmente, se añade una última etapa de ganancia mediante la configuración del amplificador operacional como inversor. En la Figura 37 se observa el esquema de la configuración y en la Ecuación 32 se muestra la ganancia de dicha configuración:

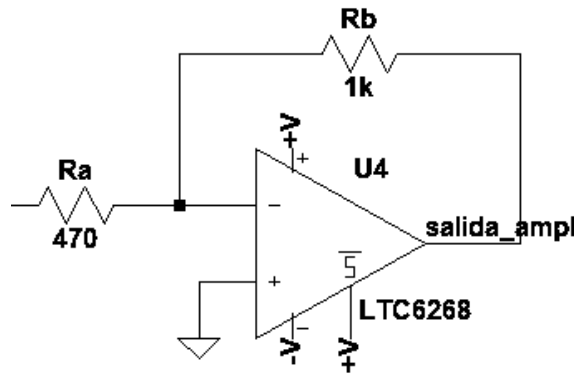


Figura 37: Etapa de amplificación

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_b}{R_a} = \frac{1 \cdot 10^3}{470} = 2.13 \left[\frac{V}{V} \right] \quad (32)$$

Tras estos cálculos, la respuesta en frecuencia del circuito queda de la siguiente forma:

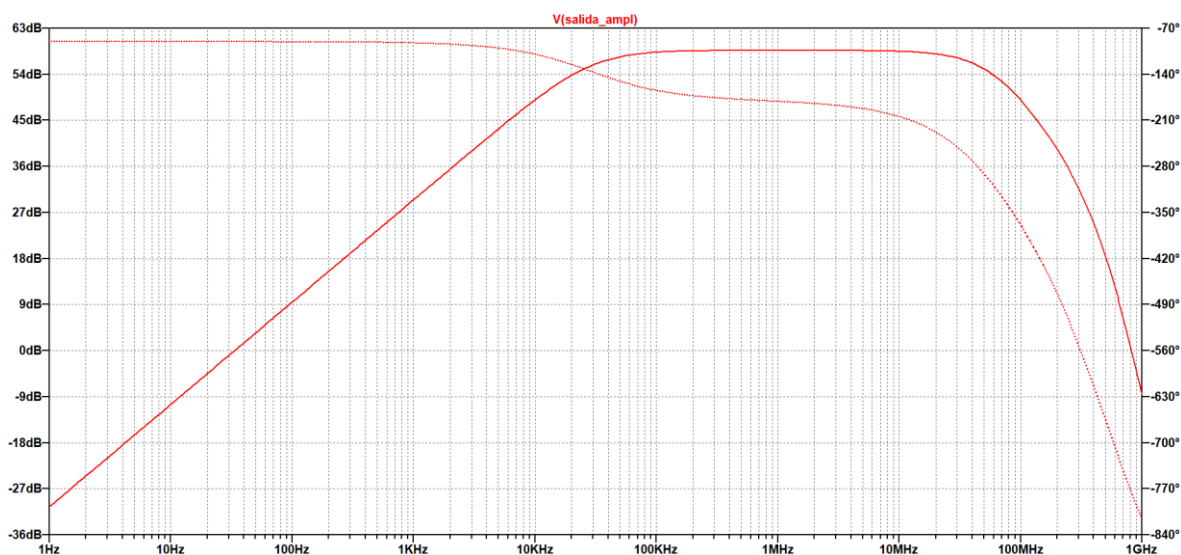


Figura 38: Diagrama de Bode de la señal de salida sin compensar

En el diagrama de Bode se observa como la respuesta en frecuencia tiene una frecuencia superior que marca el ancho de banda en torno a 45MHz, pero también tiene una frecuencia inferior en 29kHz, esto es debido a los polos y ceros que tiene el propio amplificador en su interior, ya que solamente se ha añadido un polo a unos 35 kHz y un cero a 300kHz. El objetivo es intentar aumentar el ancho de banda, así como la ganancia a todas las frecuencias, eliminando la frecuencia inferior para que la curva sea lo más plana posible. Para ello se ha procedido a diseñar una red de ecualización que añade polos y ceros en determinadas zonas para conseguir dicho efecto.

Para el cálculo de la nueva función de transferencia, se ha añadido la resistencia R_p y los condensadores C_p y C_2 , con todo esto la nueva función de transferencia queda de la siguiente forma:

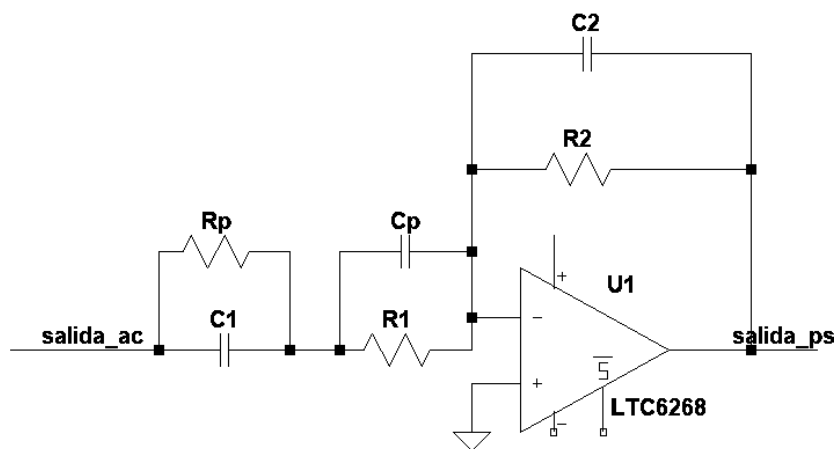


Figura 39: Circuito del pulse shaper con la red de ecualización

Siendo $V^+ = V^- = 0$, la función de transferencia queda de la siguiente forma:

$$\frac{V_1}{(Z_{C_1} \parallel R_p) + (Z_{C_p} \parallel R_1)} = -\frac{V_2}{Z_{C_2} \parallel R_2} \rightarrow \frac{V_2}{V_1} = -\frac{Z_{C_2} \parallel R_2}{(Z_{C_1} \parallel R_p) + (Z_{C_p} \parallel R_1)} \quad (33)$$

Siendo $Z_c = 1/Cs$:

$$\begin{aligned} \frac{V_2}{V_1}(s) &= -\frac{\frac{R_2}{1 + R_2 C_2 s}}{\frac{R_p}{1 + R_p C_1 s} + \frac{R_1}{1 + R_1 C_p s}} = -\frac{\frac{R_2}{1 + R_2 C_2 s}}{\frac{R_p \cdot (1 + R_1 C_p s) + R_1 \cdot (1 + R_p C_1 s)}{(1 + R_p C_1 s)(1 + R_1 C_p s)}} = \\ &= -\frac{R_2 \cdot (1 + R_p C_1 s)(1 + R_1 C_p s)}{(1 + R_2 C_2 s)[R_p \cdot (1 + R_1 C_p s) + R_1 \cdot (1 + R_p C_1 s)]} = \\ &= -\frac{(R_1 R_2 R_p C_1 C_p) s^2 + (R_2(R_1 C_p + R_p C_1)) s + R_2}{(R_1 R_2 R_p C_2 (C_p + C_1)) s^2 + ((R_1 R_2 C_2) + (R_1 R_p C_p) + (R_1 R_p C_1) + (R_2 R_p C_2)) s + R_p + R_1} \quad (34) \end{aligned}$$

Al amplificador inversor se le ha añadido un condensador en paralelo con R_a , quedando la siguiente función de transferencia:

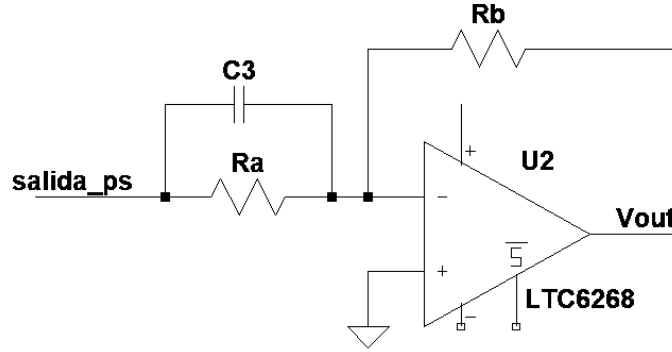


Figura 40: Circuito del amplificador inversor con la red de ecualización

$$\frac{V_{ps}}{R_a \parallel Z_{C_3}} = -\frac{V_o}{R_b} \rightarrow \frac{V_o}{V_{ps}} = -\frac{R_b}{R_a \parallel Z_{C_3}} \quad (35)$$

Siendo $Z_c = 1/C_s$:

$$\begin{aligned} \frac{V_o}{V_{ps}}(s) &= - \frac{R_b}{\frac{R_a \cdot \frac{1}{C_3 s}}{R_a + \frac{1}{C_3 s}}} = - \frac{R_b \cdot R_a + \frac{R_b}{C_3 s}}{\frac{R_a}{C_3 s}} = \\ &= - \frac{R_b \cdot R_a \cdot C_3 s + R_b}{R_a} = - \left(R_b \cdot C_3 s + \frac{R_b}{R_a} \right) = - \left(s + \frac{1}{R_a \cdot C_3} \right) \end{aligned} \quad (36)$$

Tras obtener la función de transferencia del sistema completo ahora lo que se trata es de ir moviendo los ceros y los polos de manera que la respuesta temporal del sistema no cambie y que la respuesta en frecuencia se mantenga como se ha mencionado anteriormente, con una amplitud lo más estable posible consiguiendo un ancho de banda lo más grande posible.

$$\begin{aligned} \frac{V_o}{I_e}(s) &= \frac{V_{ac}}{I_e}(s) \cdot \frac{V_{ps}}{V_{ac}}(s) \cdot \frac{V_o}{V_{ps}}(s) = \\ &= \left(\frac{(R_1 R_2 R_p C_1 C_p) s^2 + (R_2 (R_1 C_p + R_p C_1)) s + R_2}{(R_1 R_2 R_p C_2 (C_p + C_1)) s^2 + ((R_1 R_2 C_2) + (R_1 R_p C_p) + (R_1 R_p C_1) + (R_2 R_p C_2)) s + R_p + R_1} \right) \\ &\quad \cdot \left(\frac{-\frac{1}{C_f}}{s + \frac{1}{R_f \cdot C_f}} \right) \cdot \left(s + \frac{1}{R_a \cdot C_3} \right) \end{aligned} \quad (37)$$

Finalmente, el circuito queda así, a expensas de encontrar los valores de resistencias y condensadores más adecuados:

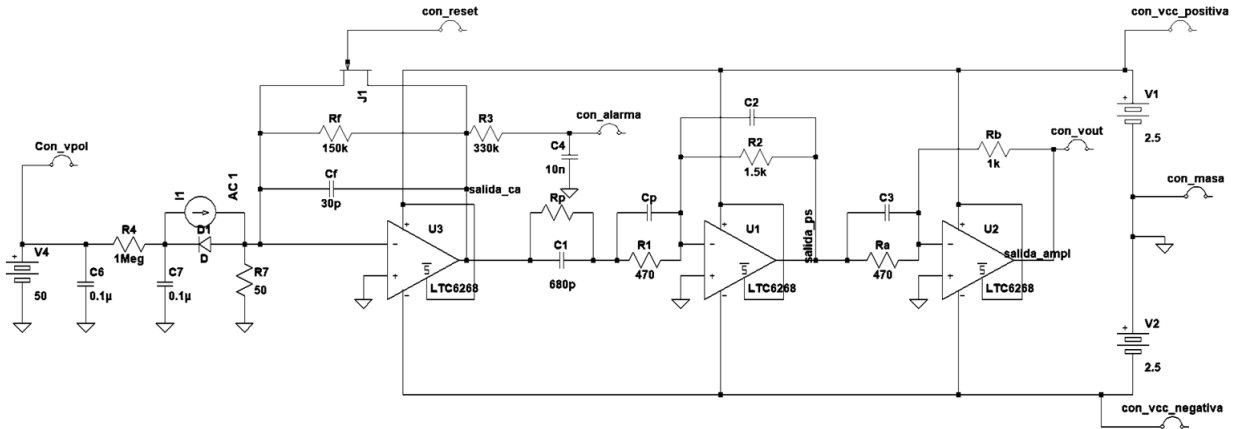


Figura 41: Circuito final a compensar

Para la obtención de los valores óptimos, se procederá a hacer diferentes barridos paramétricos para los valores de la resistencia R8 y los condensadores C3, C4 y C5. Para ello se va a utilizar la siguiente directiva para hacer el barrido con diferentes valores.

.step is used to overlay simulation results while sweeping user-defined parameters.

Name of parameter to sweep:

Nature of sweep:

Start value:

Stop value:

Increment:

Syntax: .step param <Name> <Start Value> <Stop Value> <Increment>

Figura 42: Directiva para un barrido paramétrico lineal

Por otra parte, habría que poner el valor de la resistencia R8 entre llaves de la siguiente forma:

Resistor - R8

Manufacturer: -----

Part Number: -----

Select Resistor

Resistor Properties

Resistance[Ω]:

Tolerance[%]:

Power Rating[W]:

OK

Cancel

Figura 43: Ejemplo para poner un valor de componente variable

Esto lo tendríamos que hacer con los nuevos componentes introducidos hasta conseguir los valores adecuados para una óptima respuesta en frecuencia. Por ejemplo, para diferentes valores de R8, así quedaría la respuesta en frecuencia:

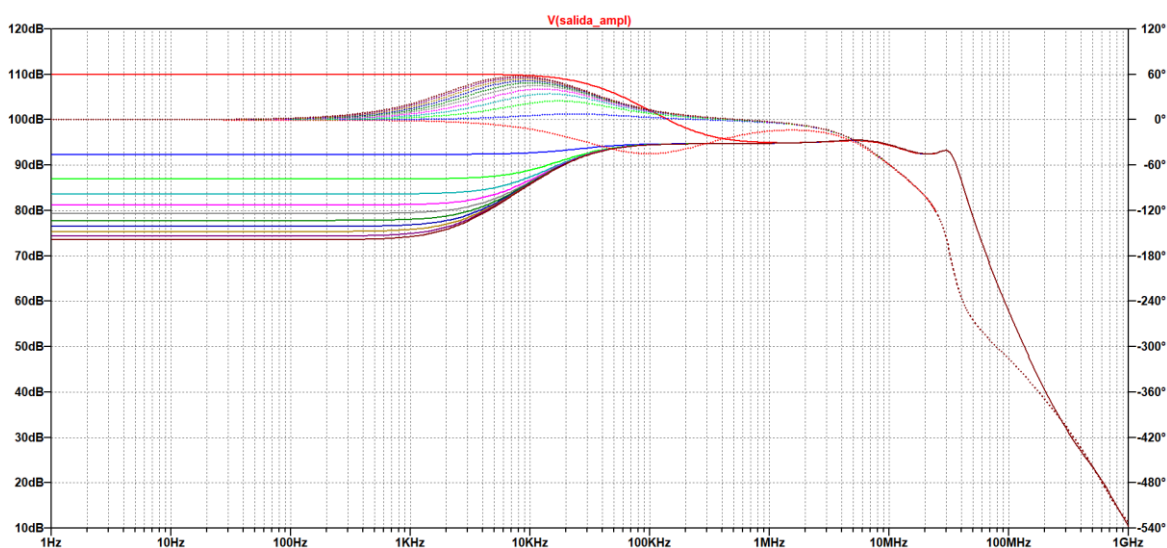


Figura 44: Efecto de la resistencia R8 en el diagrama de Bode

Como el objetivo es que la respuesta sea lo más plana posible, el valor más adecuado sería el correspondiente a la curva azul oscura, cuyo valor de resistencia es de $10k\Omega$. A partir de este punto se pueden seguir probando diferentes valores cercanos a $10k\Omega$ para conseguir una curva mucho más plana con un valor más preciso.

Este proceso se repite para los demás valores, por ejemplo, vamos a ilustrar el efecto que tienen los diferentes valores para los componentes C4 y C5 del circuito. Para el condensador C4 en vez de hacer un barrido paramétrico lineal se han simulado directamente los valores que se han querido mediante una lista de diferentes valores.

.step is used to overlay simulation results while sweeping user-defined parameters.

Name of parameter to sweep:	C4
Nature of sweep:	List
1st value:	1p
2nd value:	5p
3rd value:	20p

Syntax: .step param <Name> list <value1> [<value2> [<value3> [...]]]

```
.step param C4 list 1p 5p 20p 60p 100p 200p 300p 400p 500p 1000p
```

Figura 45: Barrido paramétrico en forma de lista

Con la simulación de estos valores la respuesta en frecuencia sale de la siguiente forma:

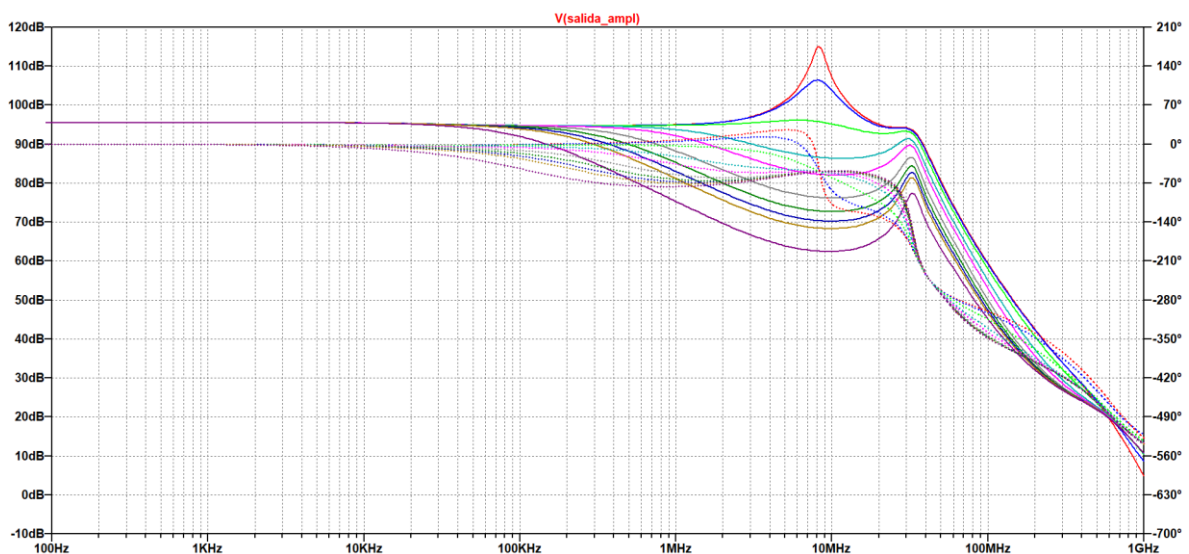


Figura 46: Efecto del condensador C4 en el diagrama de Bode

En esta simulación se observa claramente el efecto de los diferentes valores. Por ejemplo, para un valor de $1pF$ que es la curva roja, se puede ver claramente cómo se produce un aumento de ganancia cercano a los $10MHz$. Es por eso que la curva de color verde es la elegida, cuyo valor es el de $20pF$. Esta curva es la que ofrece una respuesta de frecuencia con una ganancia más estable.

A continuación, se va a hacer una última simulación, esta vez con el condensador C5. Esta sería la respuesta en frecuencia para diferentes valores de éste:

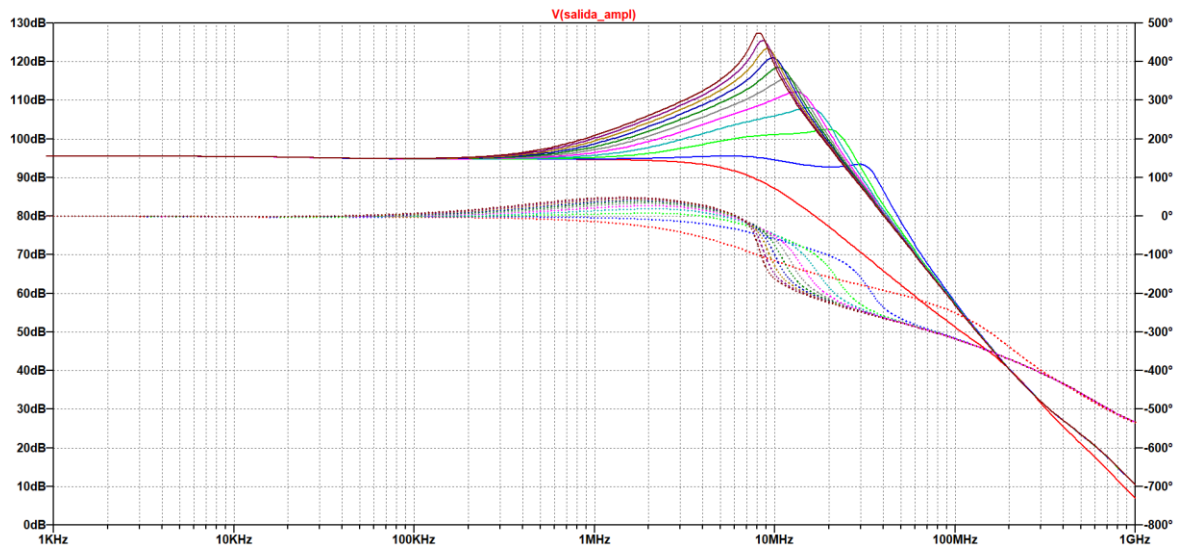


Figura 47: Efecto del condensador C5 en el diagrama de Bode

Aquí se puede observar claramente cómo afectan los diferentes valores del condensador a la respuesta en frecuencia. Como se ve, la curva azul es la que ofrece una respuesta más plana y consigue aumentar el ancho de banda ligeramente en comparación con las otras curvas. Dicho valor de condensador ronda los 50pF.

El circuito final con los valores escogidos queda de la siguiente forma:

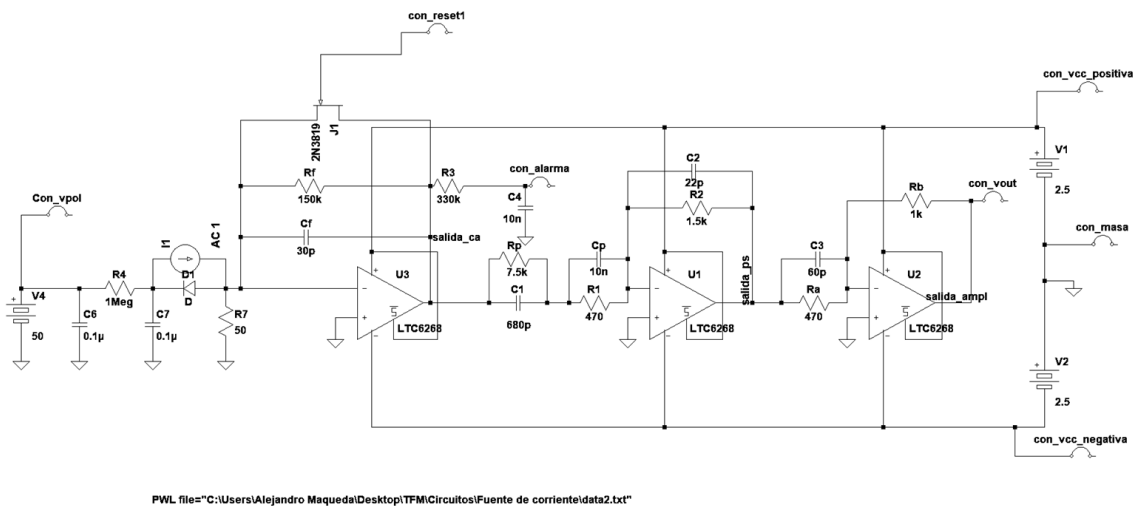


Figura 48: Circuito final con los valores finales

3.6 Simulación de la respuesta en frecuencia

La respuesta en frecuencia del todo el circuito debe ser lo más plana posible en el mayor rango de frecuencias. Debido a que el módulo del amplificador de carga hace función de integrador y el módulo del pulse shaper de derivador, lo que se consigue es hacer que dicha respuesta sea lo más plana posible y así amplifique los pulsos producidos por la detección de neutrones a cualquier frecuencia con el mismo valor. Además, junto a la red de ecualización diseñada que ha permitido obtener un mayor ancho de banda, la respuesta en frecuencia del circuito final es la proporcionada en la Figura 49.

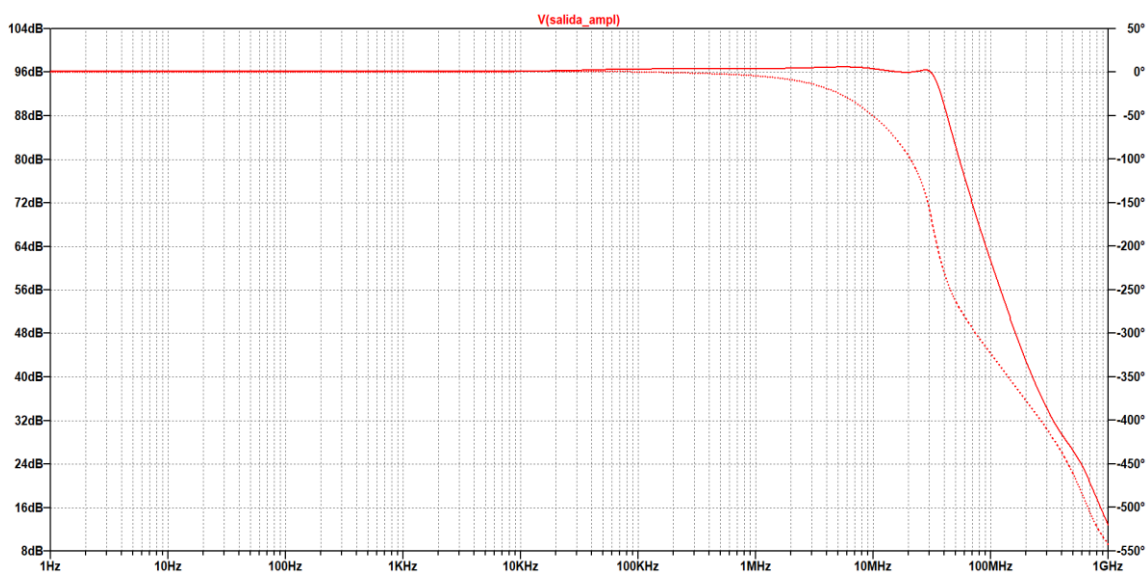


Figura 49: Diagrama de Bode de la señal de salida

Como se observa, en la Figura 50 la ganancia es de 96 dB en la mayoría del espectro de frecuencia. El ancho de banda del circuito, que se calcula cuando la ganancia disminuye 3dB respecto a la ganancia a ganancias medias, es de 36,30 MHz.

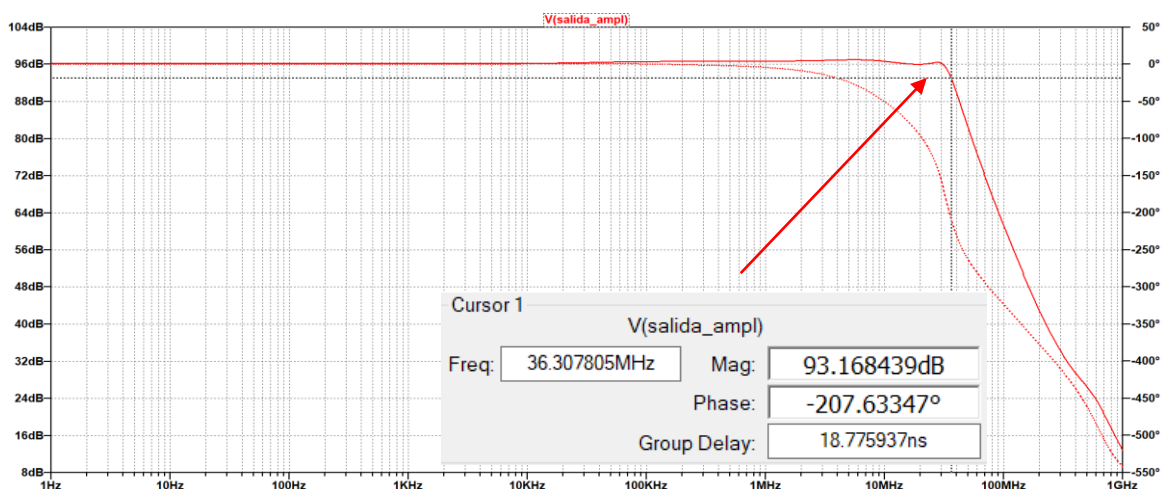


Figura 50: Medida del ancho de banda del circuito

3.7 Circuito de polarización

En este apartado se va a describir tanto las principales características del fotodiodo PIN que actuará como detector, como la elección de un convertidor de potencia CC/CC que permita polarizarlo adecuadamente.

3.7.1 Características del fotodiodo y elección del CC/CC

El fotodiodo que se va a utilizar como componente captador de neutrones es un fotodiodo PIN de silicio S3590-09 del fabricante Hamamatsu. Dicho fotodiodo tiene una ventana de 10x10mm que va a ser el área activa de captación. Dicho fotodiodo tiene una pequeña capa de un material centelleador de neutrones de ^6LiF que permite que estos sean detectados como partículas alfa. En la Figura 51 se puede ver un esquema del circuito de polarización, así como los espesores de las capas del fotodiodo PIN y sus materiales.

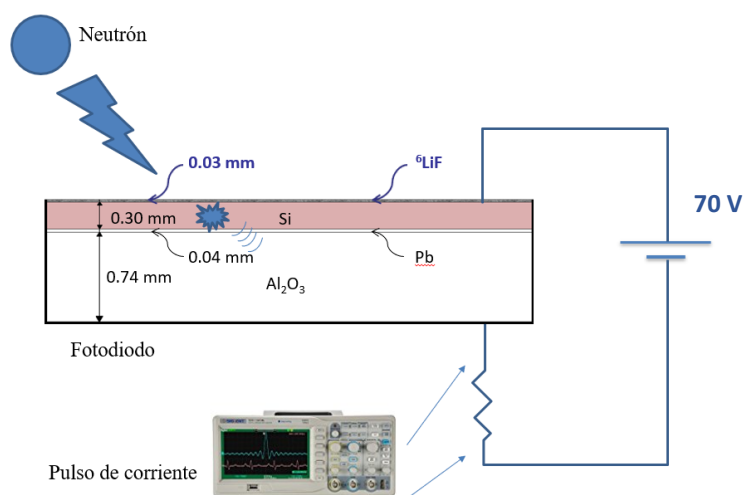


Figura 51: Circuito de polarización con los materiales de las capas del fotodiodo PIN

Según el datasheet, el S3590-09 necesita un voltaje de 70V para polarizarlo inversamente [27]. Este voltaje se va a conseguir mediante la elección de un convertidor CC/CC que permita convertir un pequeño voltaje de entrada que pueda proporcionar una fuente de alimentación a 70V y nos proporcione aislamiento galvánico. Dicha tensión tendrá que ser lo más estable posible, por lo que se buscará un convertidor con un rizado reducido. Desde la página de Farnell se ha elegido el siguiente convertidor que cumple con las especificaciones del circuito:

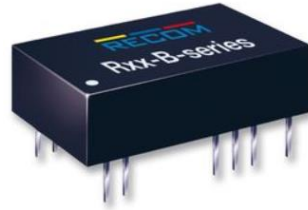


Figura 52: Convertidor CC/CC R05-100B RECOM [28]

El convertidor R05-100B del fabricante RECOM es capaz de convertir una tensión 5V en un rango de salida que varía entre los 40 y los 120V que se podrá elegir mediante la utilización de un potenciómetro externo. Además, tiene un rizado de 60 mV, un valor bastante insignificante si lo comparamos con los 70V a los que se va a utilizar el convertidor.

CAPÍTULO 4

CONSTRUCCIÓN Y PRUEBAS

4.1 Diseño del primer PCB amplificador

Una vez calculados los diferentes valores de los componentes discretos se va a proceder a la captura del esquemático y al posterior diseño de la placa de circuito impreso (PCB) mediante el software de diseño EAGLE.

EAGLE (Easily Applicable Graphical Layout Editor) es un software que se puede descargar de manera gratuita de manera limitada, en cambio la versión Premium puede ser descargada por los estudiantes. Aunque existan multitud de programas para el diseño de PCBs, este software tiene ciertas ventajas en comparación con otros, como puede ser su fácil manejo, su sincronización inmediata entre la captura del esquemático y el layout y su intuitiva interfaz. Además, dispone de una gran variedad de librerías para su libre utilización.

Para empezar un nuevo proyecto se va a comenzar por crear un nuevo esquemático donde se van a emplazar los diferentes componentes necesarios para el circuito.

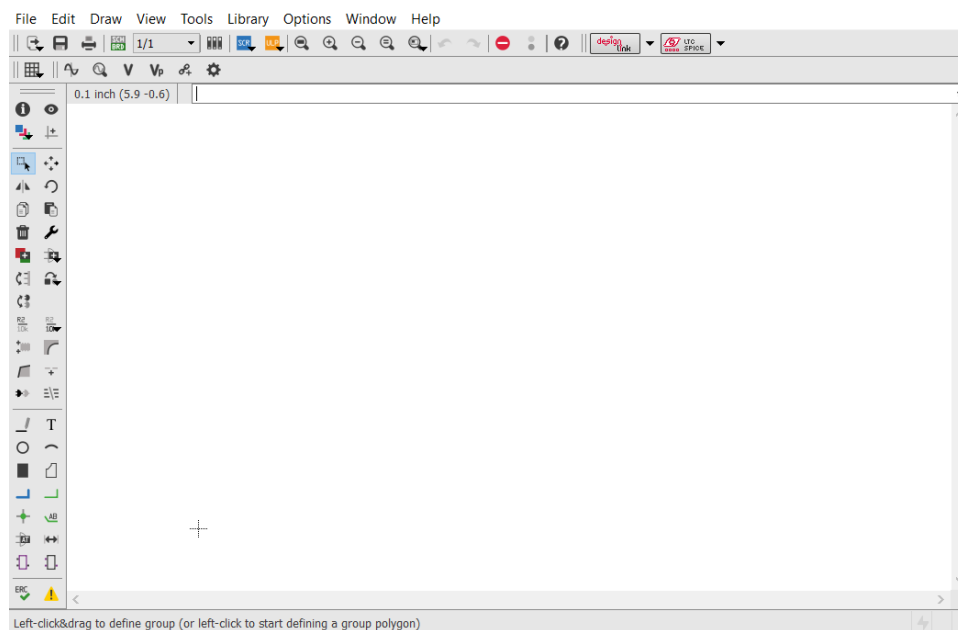


Figura 53: Espacio de trabajo para el esquemático en EAGLE

Antes de nada, se procederá a la creación de los componentes que no se encuentren en las diferentes librerías de las que dispone EAGLE. Para ello es necesario crear tanto el símbolo como la huella del fotodiodo, y del amplificador operacional. El símbolo es aquel que aparecerá en el esquemático y la huella será la que aparecerá en el diseño del layout.

Los componentes creados con su correspondiente huella y símbolo quedan de la siguiente forma:

- Fotodiodo PIN S3590-09

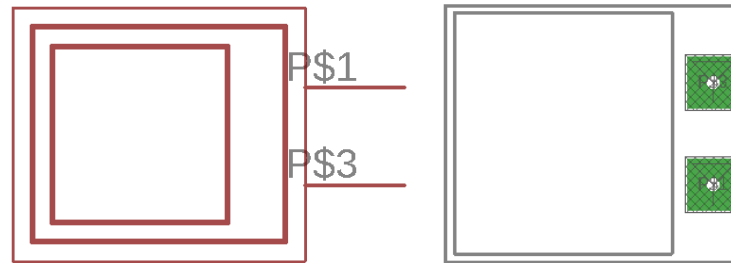


Figura 54: Símbolo y huella del fotodiodo

- Amplificador operacional LTC6268

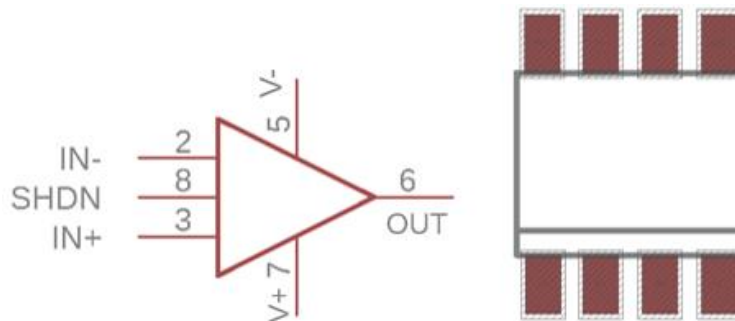
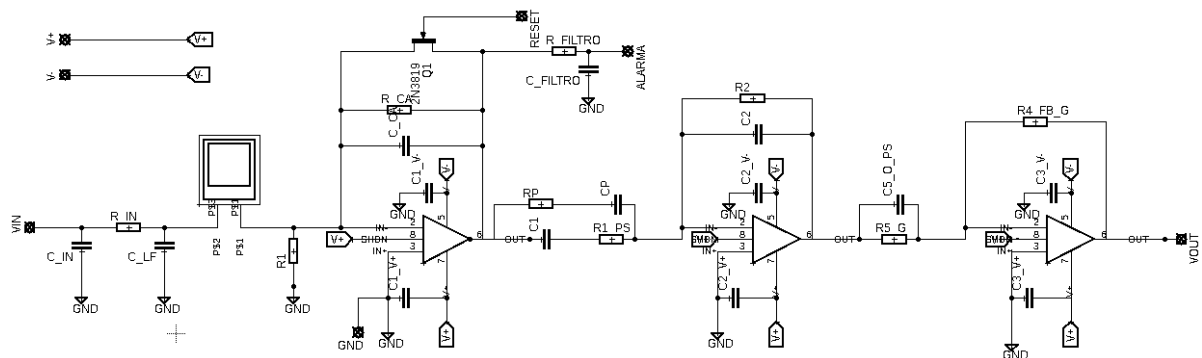


Figura 55: Símbolo y huella del amplificador

Una vez creados los símbolos de los componentes que no estaban disponibles en las librerías el siguiente paso es hacer la captura del esquemático.

Para la captura del esquemático se hará uso de los componentes que en este caso sí estén en las librerías junto con los ya creados. Se seguirá el mismo circuito que el ya creado en LTSpice. Además, se añadirán condensadores de desacoplo entre la alimentación positiva y negativa de cada amplificador operacional con el fin de proporcionar una alimentación lo más estable posible. Con todo esto, el esquemático final queda de la siguiente forma:



Se le han añadido diferentes pines de entrada como son los de V+, V-, GND y VIN que se utilizan como puntos de acceso a la hora de introducir tanto la alimentación como la entrada, y los pines de salida VOUT, RESET y ALARMA.

Una vez hecho el esquemático se va a proceder al diseño del PCB. Dicho diseño tiene multitud de variantes, aunque deben de seguirse ciertas reglas de diseño como las nombradas a continuación:

- Evitar, siempre que se pueda, ángulos diferentes de 45°.
- Evitar pistas finalizadas sin una conexión.
- Evitar vías dentro o muy cerca de un pad.
- Colocar los condensadores de desacoplo lo más cercanos a la alimentación de los amplificadores operacionales para evitar efectos parásitos y estabilizar el voltaje de alimentación debido a la corriente variable que consume el amplificador.
- Colocar los componentes de forma deductiva, es decir, colocar los componentes de un mismo bloque de forma agrupada para evitar pistas largas.
- Evitar juntar más de dos pistas en una sola vía.
- Mantener la distancia entre dos pistas si estas van en paralelo.

Teniendo en cuenta las anteriores reglas se va a proceder al diseño del PCB. Dicho PCB constará de dos capas, la cara TOP y la cara BOTTOM. Se tratará de conseguir que todo el rutado de los amplificadores y de los demás componentes se haga en la cara TOP dejando la cara BOTTOM como un solo plano de masa. Una vez colocados los componentes de forma justificada, el layout queda de la siguiente manera:

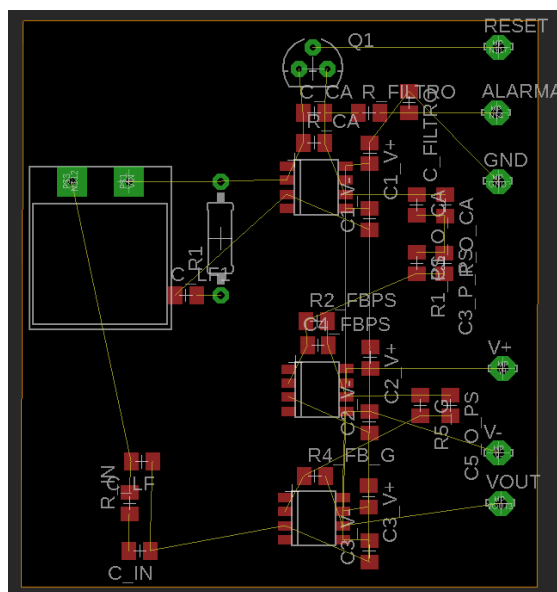


Figura 57: Emplazamiento de los componentes

Una vez emplazados los componentes, solamente quedaría rutarlos de la mejor forma posible procurando que las pistas sean lo más cortas posibles.

Se ha tenido especial cuidado en el emplazamiento del fotodiodo. Se ha emplazado lo más cerca que se ha podido de la entrada del bloque que actúa como amplificador de carga para evitar todo el ruido posible. Además, se ha colocado una vía por cada pad de cada componente que fuese al plano de masa. Por otra parte, debido a la cantidad de pistas que hay, se ha decidido rutar la alimentación por la cara BOTTOM, para evitar pistas largas. El resultado final del layout queda de la siguiente forma:

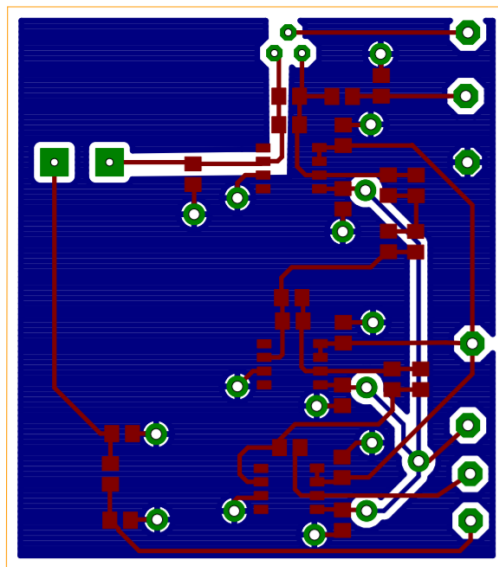


Figura 58: Layout del circuito

Como se puede observar, el plano de masa no es continuo, se ha hecho un pequeño corte debajo de la pista que transporta la señal del fotodiodo para evitar así capacidades parásitas que se puedan formar entre el plano de masa y la señal.

A continuación, se muestran los fotolitos generados para la posterior fabricación del PCB:

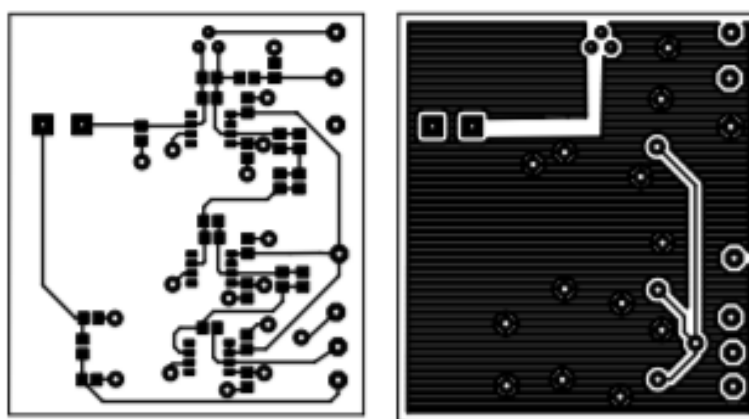


Figura 59: Fotolito de la cara TOP y BOTTOM

Una vez fabricado el PCB solamente quedará hacer el taladro en las vías y soldar los componentes. La mayoría de estos serán de montaje superficial. Las resistencias y condensadores tendrán unas dimensiones de 0806. Las dimensiones finales del PCB son de 46x52 mm. Con todo esto, el PCB fabricado queda de la siguiente forma:

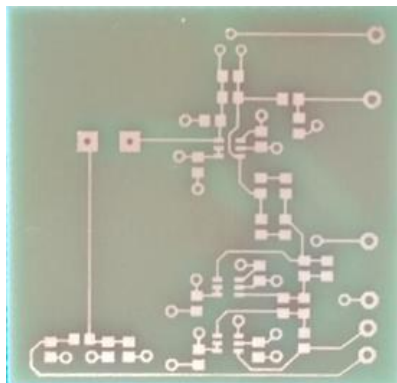


Figura 60: PCB del primer diseño fabricado

A partir de este punto solamente quedaría taladrar el PCB y emplazar los componentes.

4.2 Banco de pruebas

Para la obtención de medidas experimentales se han utilizado los siguientes aparatos:

- **Polímetro**

El polímetro se ha utilizado para comprobar la continuidad de los componentes y medir la tensión de salida de voltaje continuo del convertidor de potencia CC/CC

- **Fuente de alimentación continua programable HAMEG HM7044**

En este caso se han utilizado una fuente de alimentación programable, para la alimentación de los amplificadores operacionales y para la entrada del convertidor CC/CC. Dicha fuente permite proporcionar una señal con nivel bajo de ruido y bajo rizado residual [29].



Figura 61: Fuente de alimentación HM7044

- **Generador de funciones RIGOL DG4162**

El generador de funciones ha sido utilizado para generar las diferentes señales de entrada. Este generará los pulsos de corrientes simulando los futuros pulsos producidos por el fotodiodo PIN cuando un neutrón sea detectado, como se puede observar en la forma de onda del canal 1, donde se puede modificar la amplitud de los pulsos, la duración de estos y la frecuencia a la que se producen. Mediante el canal 2, se genera la señal senoidal para la obtención de la respuesta en frecuencia del circuito. Dicho generador de funciones proporciona señales estables, precisas y de baja distorsión [30].

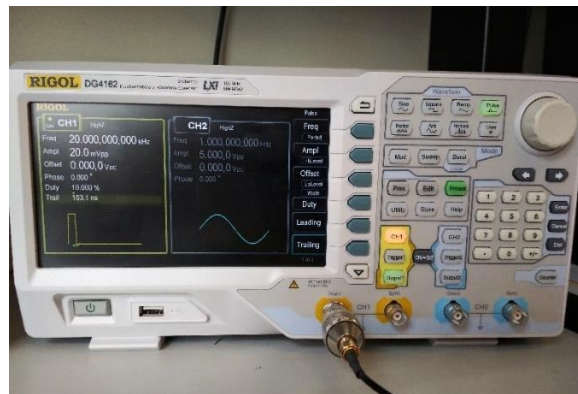


Figura 62: Generador de funciones DG4162

- **Osciloscopio digital LeCroy WaveSurfer 104Xs**

El osciloscopio digital se ha utilizado para la visualización y medida de las diferentes señales de interés, como son la señal de entrada y la de salida. También ha permitido comprobar que las señales del generador de ondas llegan de forma correcta, así como para la comprobación de una adecuada alimentación a los amplificadores operaciones y al convertidor CC/CC. Por último, el osciloscopio también permite guardar las diferentes simulaciones obtenidas en formato jpeg [31].



Figura 63: Osciloscopio digital LeCroy 104Xs

Finalmente, el entorno de trabajo es el siguiente, donde se observa de izquierda a derecha la fuente de alimentación programable, el osciloscopio digital, el generador de funciones y el polímetro, estando en el centro el circuito de estudio.

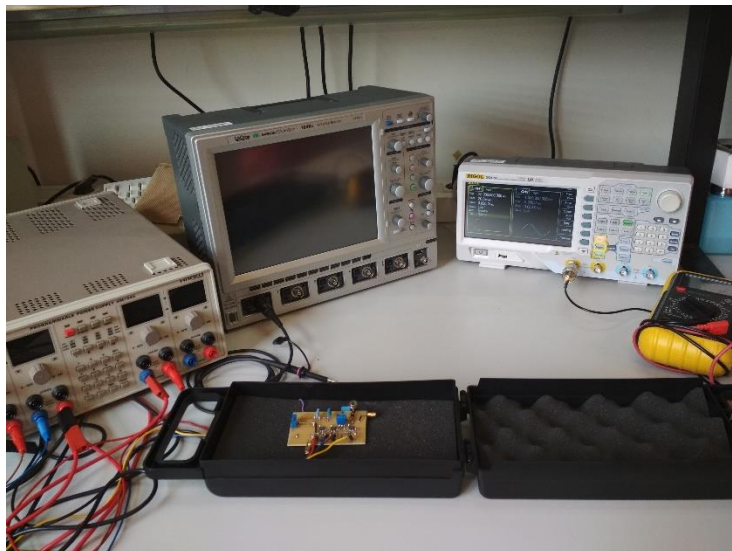


Figura 64: Banco de Pruebas

4.3 Pruebas del primer amplificador

Para analizar el correcto funcionamiento del PCB fabricado, se van a realizar dos pruebas diferentes. En la primera se va a analizar su respuesta en frecuencia y se va a comparar posteriormente con la respuesta en frecuencia del circuito simulado con LTSpice. Posteriormente se va a introducir una señal impulsional que simule la señal que produciría el fotodiodo en el caso de que un neutrón sea detectado.

Para analizar su respuesta en frecuencia se ha introducido una señal senoidal pura de 600 mV sobre una resistencia de 1k Ω . Esto hace que la entrada del sistema sea de una corriente de entrada senoidal de 600 μ A. En la siguiente captura se observa en rojo la señal de entrada y en amarillo la señal de salida.

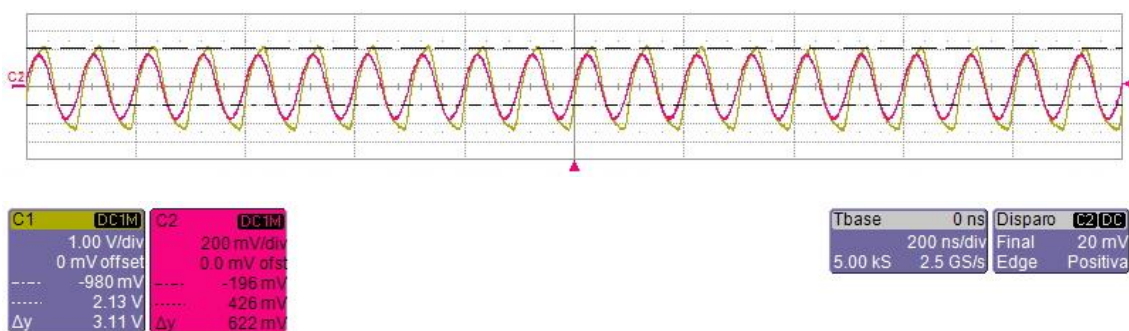


Figura 65: Forma de onda de la señal de salida ante una senoidal de entrada a 10 MHz

Como se puede observar, la señal de salida tiene una amplitud de unos 4V, lo que se traduce en una ganancia de 76 dB. Este valor dista mucho del valor simulado mediante el programa LTSpice, que era de 95 dB a esa frecuencia. A medida que se ha aumentado dicha frecuencia, la ganancia ha ido disminuyendo, obteniendo un ancho de banda de unos 15MHz, nada que ver con los 36 MHz obtenidos en la simulación.

A partir de este punto se ha dejado de seguir con las pruebas, debido a que los valores obtenidos en la simulación y los obtenidos experimentalmente tanto para la respuesta en frecuencia como para la respuesta ante un pulso con una pequeña duración de tiempo no han coincidido.

Tras comprobar cada señal por separado, aislar las etapas y verificar los valores de los componentes utilizados, se encontró el fallo por el que los resultados experimentales no coincidían con los resultados simulados. Se debía a un fallo en el esquemático en EAGLE, en el que se emplazaron unos componentes de manera incorrecta. El fallo producido en el conformado de pulso se muestra en la siguiente figura:

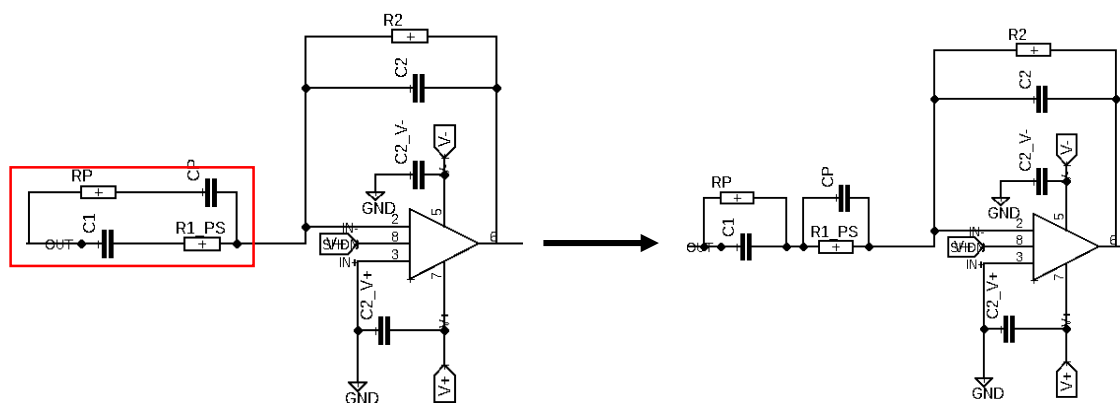


Figura 66: Detección del fallo del PCB

Una vez detectado el fallo, se corrigió para el segundo diseño del amplificador que debía hacerse de todas formas para añadir la fuente de polarización del fotodiodo y completar el diagrama de bloques diseñado. Aprovechando este segundo diseño también se eliminó el transistor JFET que reseteaba la señal, debido a que el problema de saturación para el que se utilizaba se solucionaba añadiendo un potenciómetro a la entrada que introducía un offset en la señal.

4.4 Diseño del segundo amplificador con fuente de polarización

Para comenzar con el diseño del segundo PCB, lo primero que se ha hecho ha sido el diseño de los componentes que no estuviesen en la librería. Para ello se ha diseñado el potenciómetro y el convertidor CC/CC de la misma forma que los anteriores componentes. El potenciómetro se utiliza en dos sitios diferentes, uno se utiliza para introducir un offset en la señal de entrada y otro para regular el voltaje de salida del convertidor de potencia CC/CC, debido a que dicha salida se puede ajustar. A continuación, se muestra el símbolo y la huella asociada de los componentes creados:

- Convertidor de potencia CC/CC

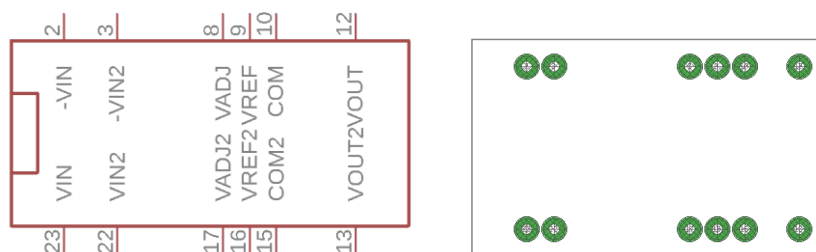


Figura 67: Símbolo y huella del convertidor CC/CC

- Potenciómetro:



Figura 68: Símbolo y huella del potenciómetro

Una vez hechos los componentes que faltaban, y arreglado el problema que hubo con el anterior PCB, se ha procedido a añadir la etapa del convertidor. Finalmente, el esquemático terminado queda de la siguiente forma:

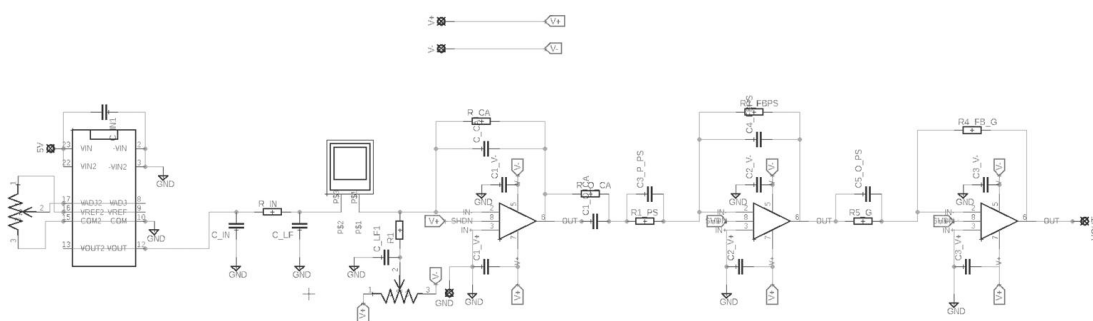


Figura 69: Esquemático final con el circuito de polarización

A continuación, se hará el diseño del PCB enrutando los componentes cumpliendo con las mismas reglas nombradas para el anterior prototipo. Para ello partimos del anterior diseño, puesto que lo único que se ha hecho ha sido la introducción de la parte de polarización del fotodiodo PIN. Finalmente, el layout del PCB visto desde la cara top queda de la siguiente manera:

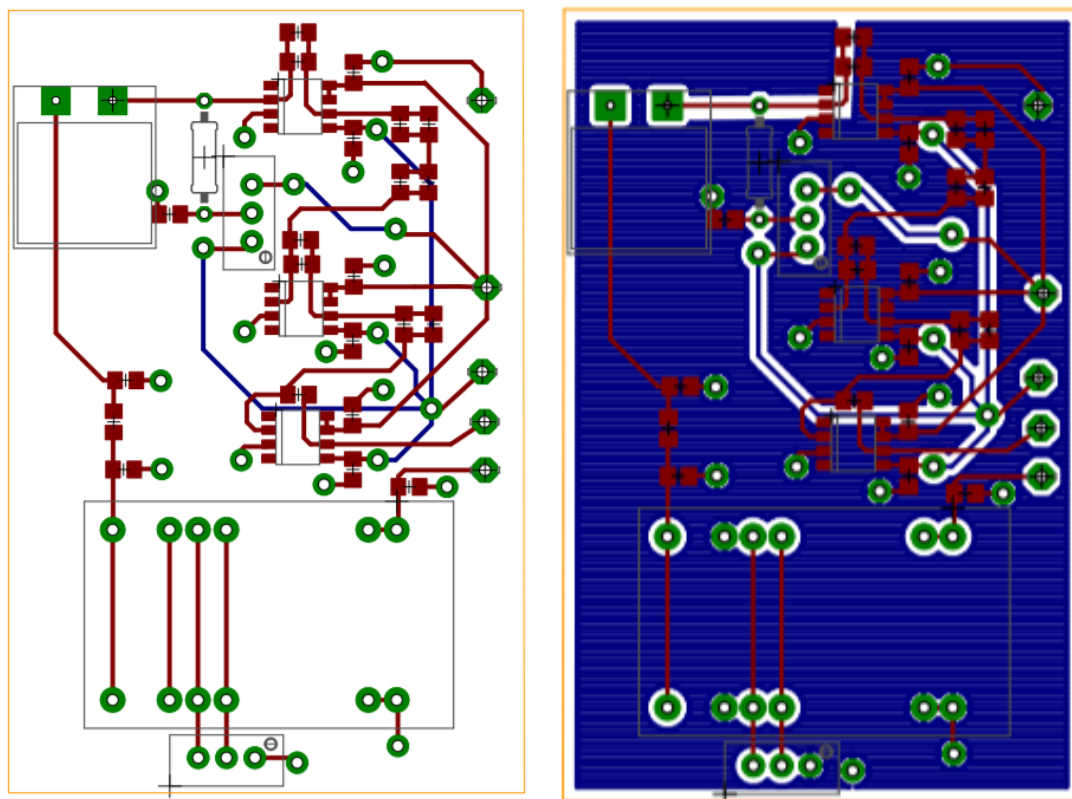


Figura 70: Layout del circuito sin el plano de masa y con el plano de masa

A continuación, se muestran los fotolitos generados para la posterior fabricación del PCB:

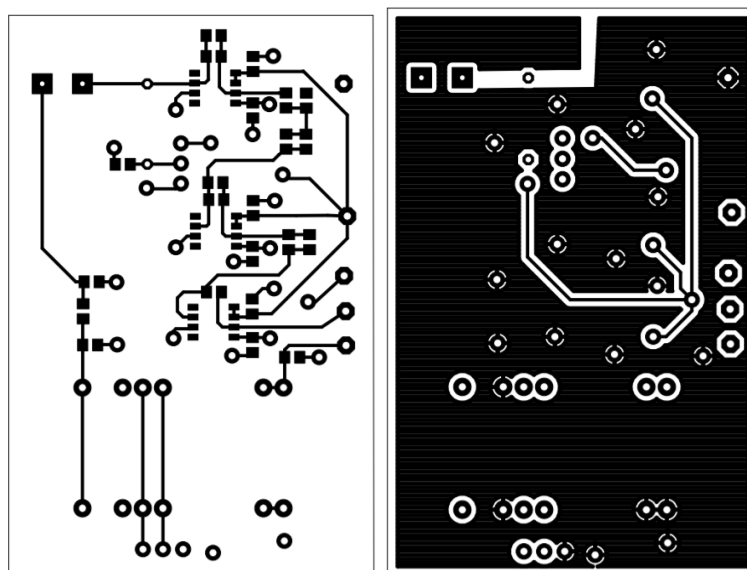


Figura 71: Fotolito de la cara TOP y BOTTOM

Las dimensiones finales del PCB son de 66x46 mm. Con todo esto, el PCB ya taladrado y con los componentes soldados queda de la siguiente forma:

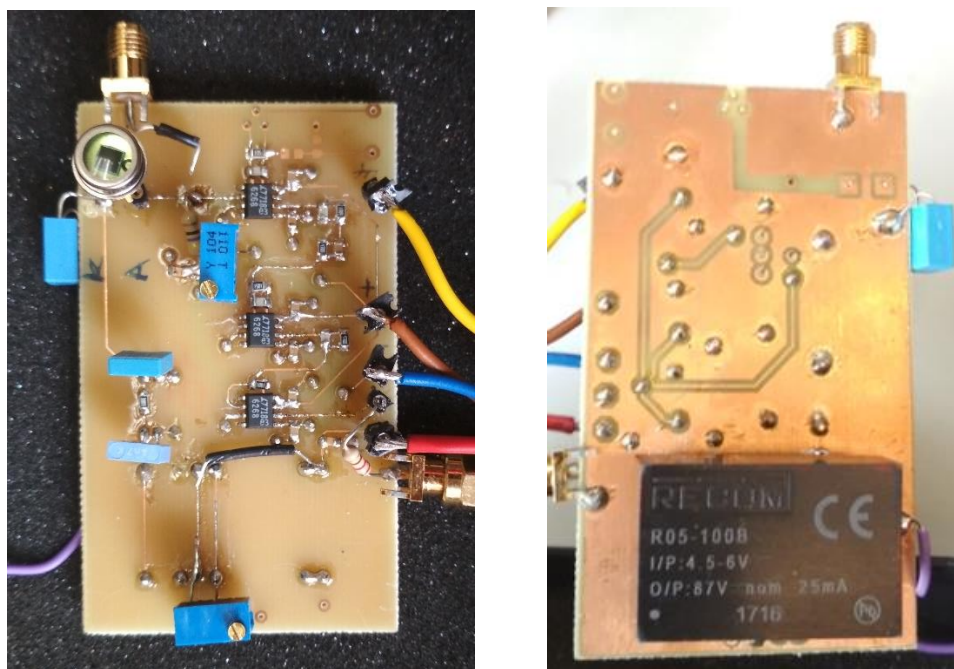


Figura 72: Prototipo fabricado cara TOP a la izquierda y BOTTOM a la derecha

4.5 Medidas del segundo PCB

4.5.1 Punto de operación DC

En este apartado se van a fijar las tensiones que se van a utilizar durante el proceso de pruebas del circuito.

En el caso de los tres amplificadores operacionales que se utilizan en el PCB, las tensiones de alimentación de estos son de +2,5V para el pin V+ del amplificador operacional y -2,5V para el pin V-. Además, se conectará el pin SHDN al pin V+, es decir, a los +2,5V de tensión del amplificador.

Por otra parte, para polarizar el fotodiodo pin S3590-09 de Hamamatsu se necesitan 70V en inversa. Para ello se utiliza un convertidor CC/CC R05-100B de RECOM. La tensión de entrada para el convertidor que corresponde a los pines de VIN y VIN2 es de +5V, mientras que los pines -VIN y -VIN2 se conectan a masa.

Para ajustar el voltaje del convertidor se va a utilizar un potenciómetro de $10\text{k}\Omega$, donde uno de los extremos del potenciómetro se conecta a los pines VADJ y VADJ2, que están a $+5\text{V}$, y el otro extremo se conecta a los pines COM y COM2, que se conectan a masa. Posteriormente, mediante los pines VREF y VREF2 se varía la tensión de salida para conseguir la tensión deseada entre el rango posible del convertidor. Después de la señal de salida que proporciona los 70V para el fotodiodo, se conectan dos condensadores que actúan como filtro de bajas frecuencias y de altas frecuencias.

Una vez que se tienen ajustadas todas las tensiones que se utilizan en el circuito el siguiente paso es comprobar su respuesta en frecuencia y su respuesta ante una señal de tipo impulso a diferentes frecuencias.

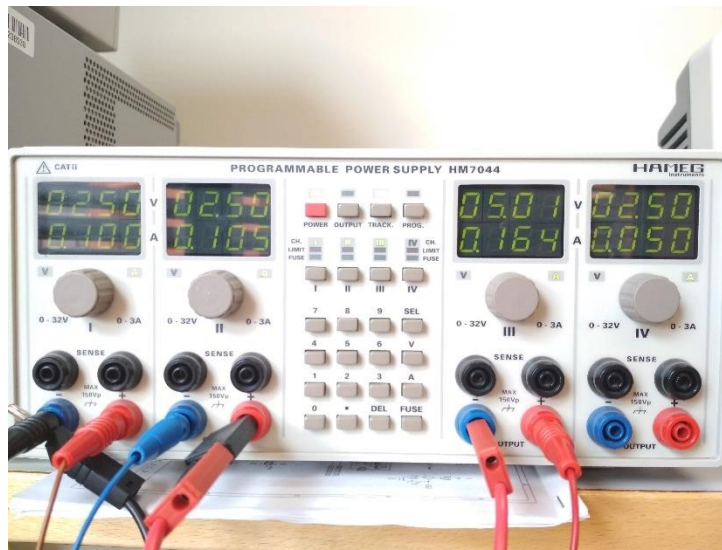


Figura 73: Fuente de tensión con los valores programados

4.5.2 Medida del ancho de banda con un tono

Para la medida del ancho de banda del circuito, se va a emplear una señal senoidal de amplitud conocida, en este caso con una amplitud de 20mV . Dicha señal se aplicará sobre una resistencia de $1\text{k}\Omega$, teniendo así como entrada en el amplificador de carga una señal senoidal de $20\mu\text{A}$. Por ejemplo, para la señal senoidal de entrada de $20\mu\text{A}$ a 10Hz , la señal de salida es la siguiente:

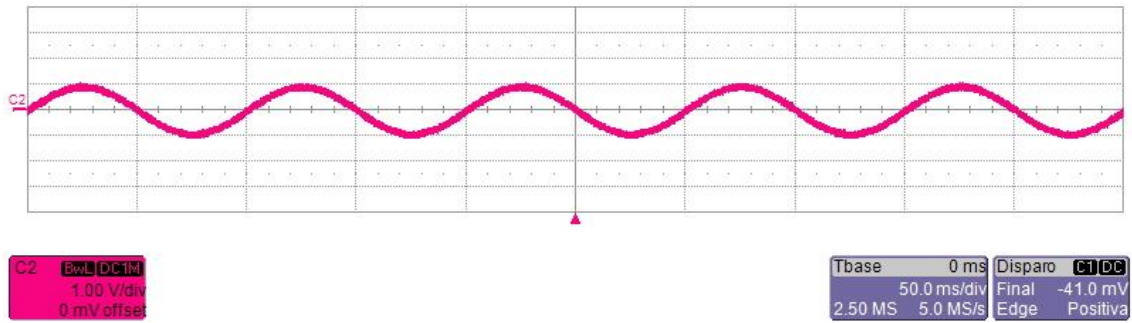


Figura 74: Forma de onda de la señal de salida amplificada

Como se puede observar en la imagen, la tensión de salida ante dicha entrada tiene forma senoidal con una amplitud de 1.76V. Teniendo el valor de la amplitud de la tensión de salida y sabiendo el valor de la amplitud de la señal de entrada se podrá calcular el valor de la ganancia mediante la Ecuación 38:

$$G(dB) = 20 \cdot \log\left(\frac{V_{out}}{V_{in}}\right) = 20 \cdot \log\left(\frac{1.76}{20 \cdot 10^{-6}}\right) = 98,90 \text{ dB} \quad (38)$$

Esta operación se hará con diferentes valores de frecuencias para conseguir así formar la respuesta en frecuencia experimental. A continuación, se resume en una tabla los valores de entrada ante la respuesta de la misma señal de entrada en diferentes frecuencias:

Frecuencia (Hz)	Vout (V)	Ganancia (dB)
10	1.76	98.89
100	1.75	98.84
$1 \cdot 10^3$	1.76	98.89
$10 \cdot 10^3$	1.72	98.69
$100 \cdot 10^3$	1.60	98.06
$1 \cdot 10^6$	1.64	98.28
$10 \cdot 10^6$	2.31	101.25
$20 \cdot 10^6$	1.96	99.87
$30 \cdot 10^6$	1.79	99.04
$40 \cdot 10^6$	1.19	95.49
$50 \cdot 10^6$	0.31	83.66

Tabla 5: Valores experimentales para el diagrama de Bode de ganancia

A continuación, se muestra el diagrama de Bode representado mediante los valores obtenidos experimentalmente:

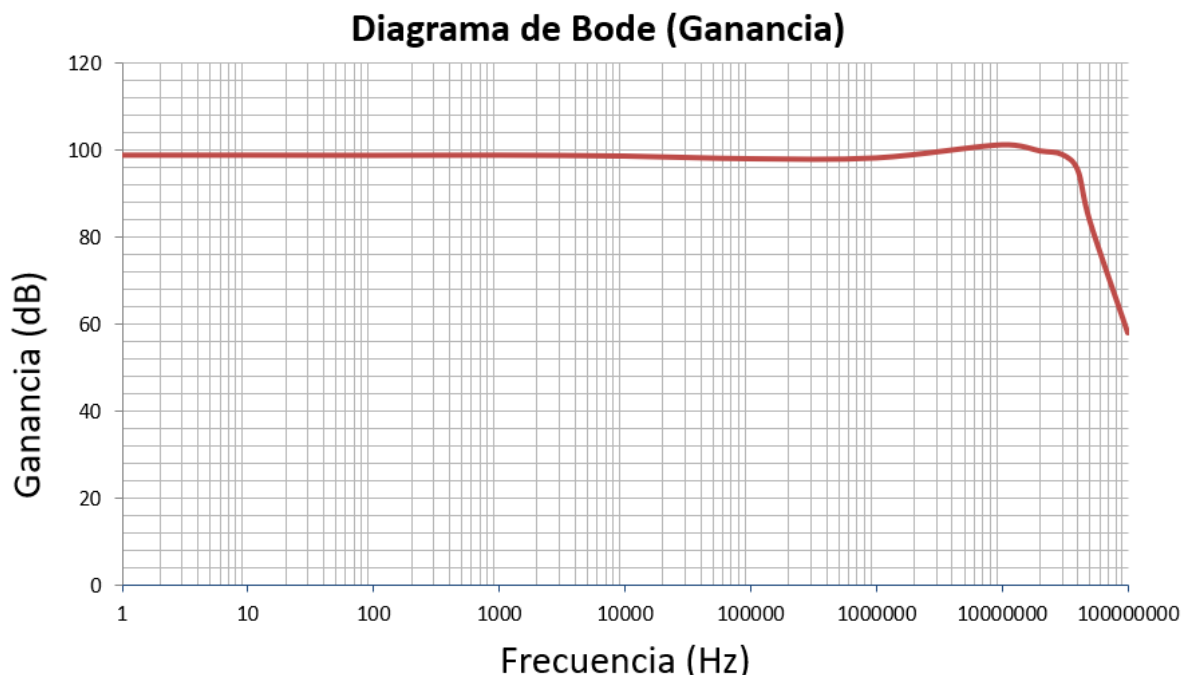


Figura 75: Diagrama de Bode de ganancia del circuito

Como se puede observar, la respuesta en frecuencia es bastante plana, lo que ofrece una gran linealidad en un gran rango de frecuencias. Para la obtención del ancho de banda del circuito se debe encontrar la frecuencia a la cual la ganancia ha caído 3dB respecto de la entrada, o dicho de otra forma, cuando se produce una caída del 30%. De esta forma se obtiene un ancho de banda entre 30MHz y 40MHz, debido a que la ganancia es de 99dB a 30MHz mientras que a 40MHz es ya de 95dB.

A continuación, se procederá al cálculo del desfase de la señal de salida respecto a la señal de entrada. Para ello se ha hecho el mismo procedimiento, se ha introducido una señal senoidal (tono puro) a la entrada a diferentes frecuencias. Por ejemplo, para una señal de 100Hz el desfase que se puede observar es el siguiente:

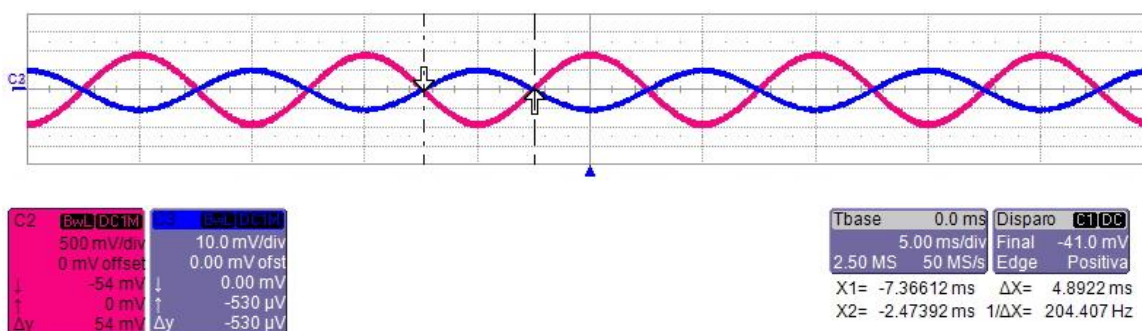


Figura 76: Señal de entrada en azul y señal de salida amplificada en rojo

Como se observa en la figura anterior, se han capturado los momentos en el que ambas señales cortan el eje de cortan el eje X. El propio display del osciloscopio muestra el desfase obtenido en segundos, en este caso son 4.89 ms. Mediante la Ecuación 39 se hará el cambio a grados:

$$\text{Desfase (}^\circ\text{)} = \text{Desfase (s)} \cdot 360 \cdot \text{Frecuencia (Hz)} \quad (39)$$

Haciendo uso de la anterior ecuación el desfase obtenido para 100Hz es:

$$\text{Desfase}(^\circ) = 4.89 \cdot 10^{-3} \cdot 360 \cdot 100 = 176^\circ$$

En el caso en el que la señal de salida se adelante respecto a la señal de entrada, se restarán 360° a la Ecuación 39, de esa forma a partir de los 30MHz los valores de fase son negativos.

Repitiendo la misma operación a diferentes frecuencias, los desfases obtenidos los siguientes:

Frecuencia (Hz)	Desfase (s)	Desfase ($^\circ$)
10	$5.15 \cdot 10^{-2}$	185
100	$4.89 \cdot 10^{-3}$	176
$1 \cdot 10^3$	$5.16 \cdot 10^{-4}$	185
$10 \cdot 10^3$	$5.01 \cdot 10^{-5}$	180
$100 \cdot 10^3$	$4.86 \cdot 10^{-6}$	175
$1 \cdot 10^6$	$4.95 \cdot 10^{-7}$	178
$10 \cdot 10^6$	$3.28 \cdot 10^{-8}$	118
$20 \cdot 10^6$	$5.20 \cdot 10^{-9}$	37
$30 \cdot 10^6$	$3.93 \cdot 10^{-9}$	-43
$40 \cdot 10^6$	$1.02 \cdot 10^{-8}$	-146
$50 \cdot 10^6$	$7.80 \cdot 10^{-9}$	-220

Tabla 6: Valores experimentales para el diagrama de Bode de fase

El diagrama de Bode relativo a la fase representado mediante los valores obtenidos experimentalmente queda de la siguiente forma:

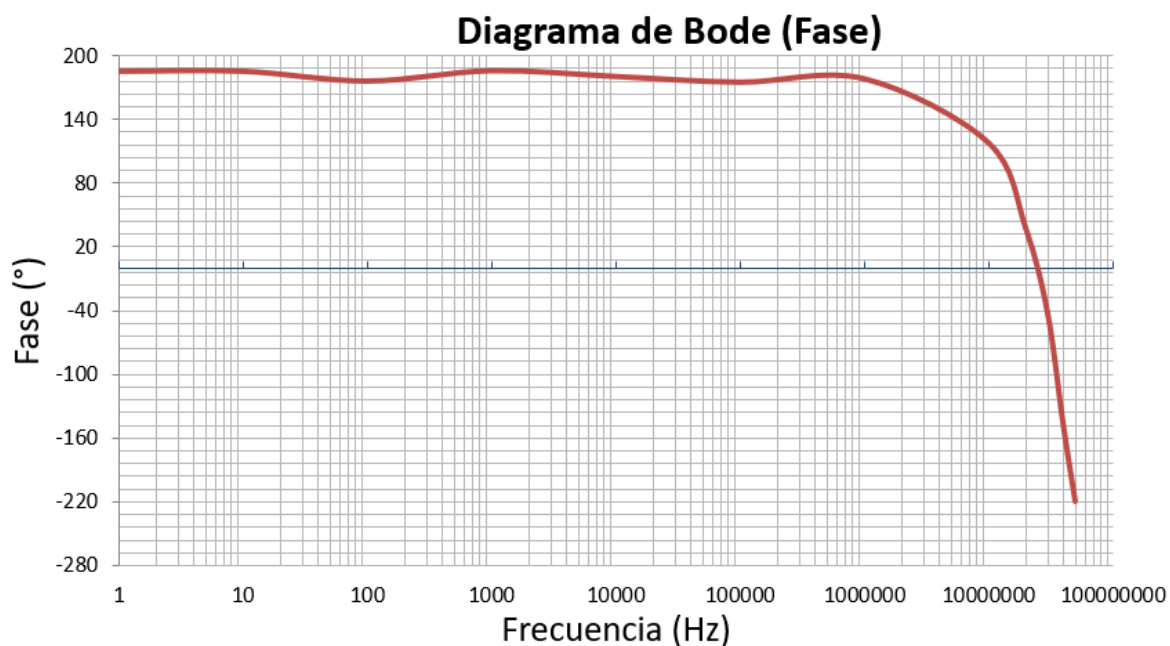


Figura 77: Diagrama de Bode de fase del circuito

4.5.2.1 Comparación teórica y experimental

En el siguiente subapartado se van a comparar la respuesta en frecuencia obtenida teóricamente con la obtenida experimentalmente, tanto en fase como en ganancia. Los diagramas de Bode obtenidos quedan de la siguiente forma:

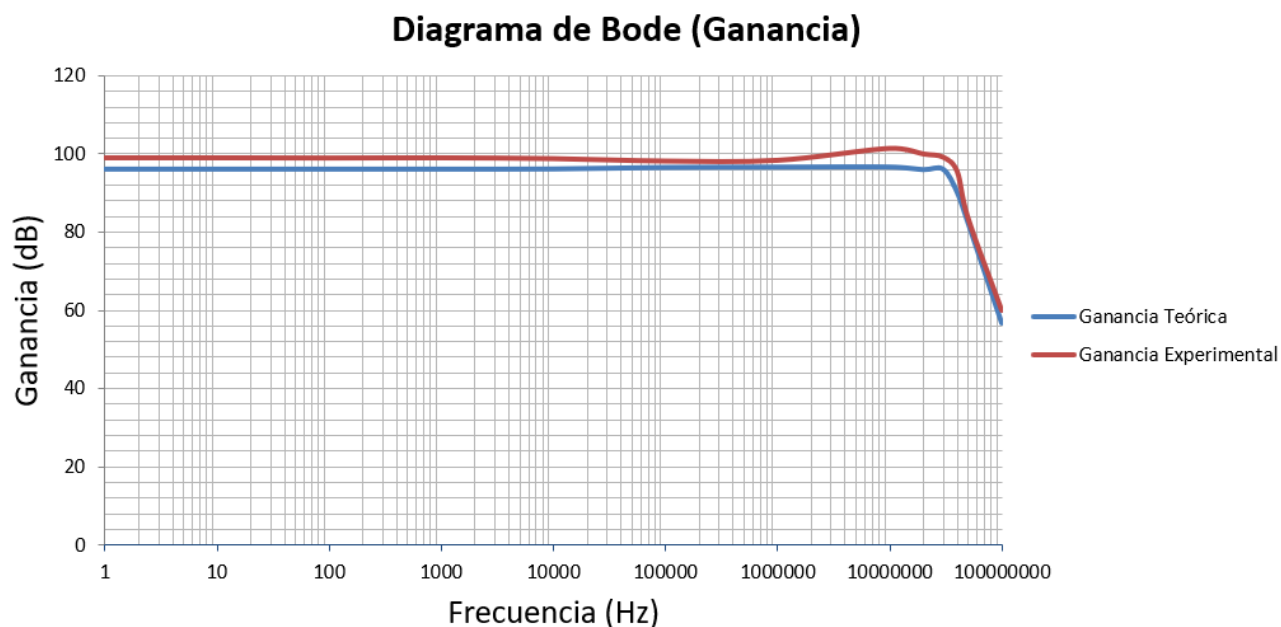


Figura 78: Comparación entre el Bode de ganancia teórico y experimental

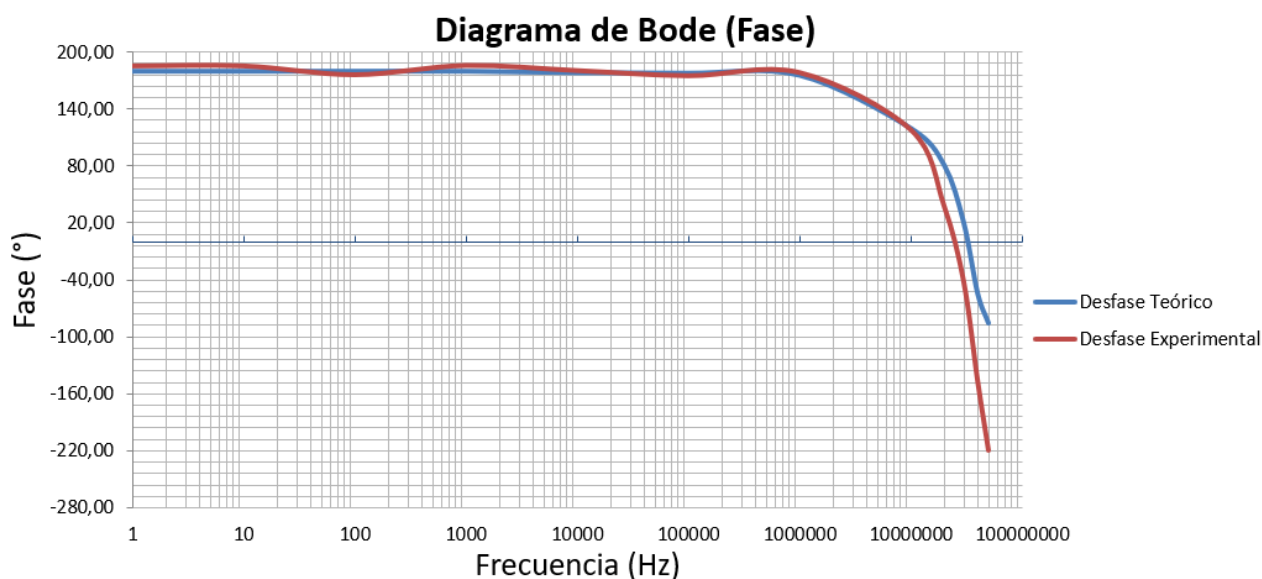


Figura 79: Comparación entre el Bode de fase teórico y experimental

Para este segundo diseño se puede comprobar como ambos diagramas de Bode, tanto el obtenido experimentalmente como el que tendría que salir teóricamente coinciden. De esta forma se puede dar por corregido el anterior error cometido.

4.5.3 Medida con señal impulsiva

Una vez medida la respuesta en frecuencia del circuito se va a proceder a introducir pulsos con una pequeña amplitud y un ciclo de trabajo corto simulando la posible respuesta del detector ante la detección de un neutrón. Para ello se han introducido pulsos de tensión con una amplitud de 50mV y un ciclo de trabajo de un 10% a frecuencias entre 1MHz y 30MHz sobre una resistencia de 1k Ω . Esto se traduce en pulsos de 50 μ A con dicho ciclo de trabajo. Siendo la forma de onda de color rojo la señal de entrada y la forma de onda de color amarillo la de salida, las simulaciones obtenidas a diferentes frecuencias son las siguientes:

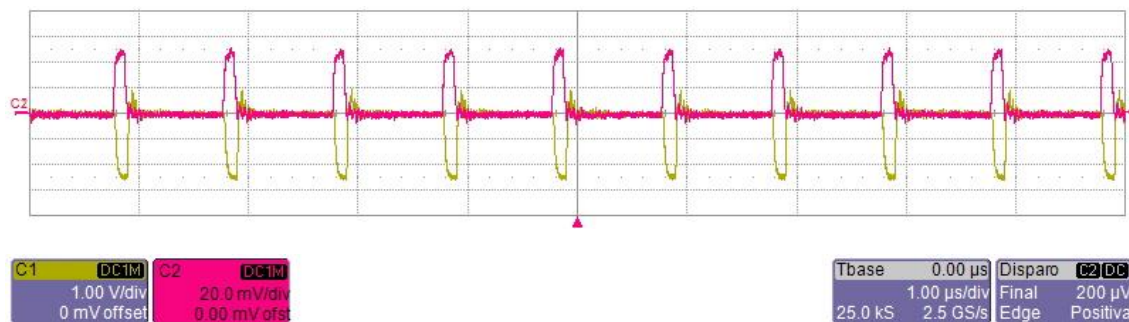


Figura 80: Señal de entrada en rojo y señal de salida en amarillo a 1MHz

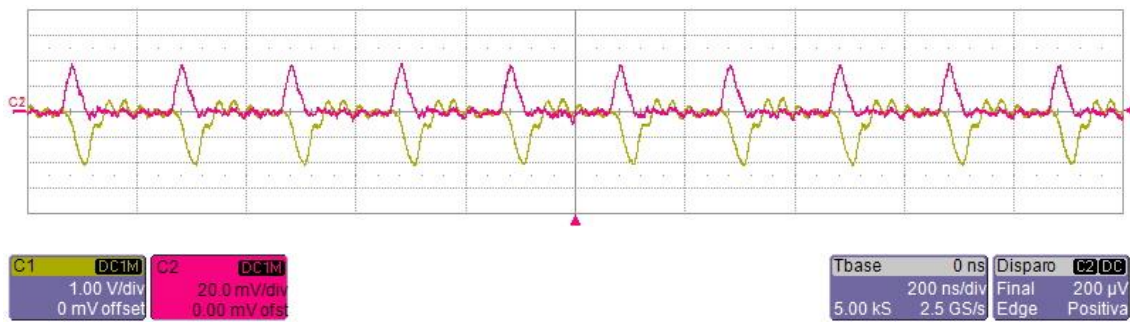


Figura 81: Señal de entrada en rojo y señal de salida en amarillo a 5MHz

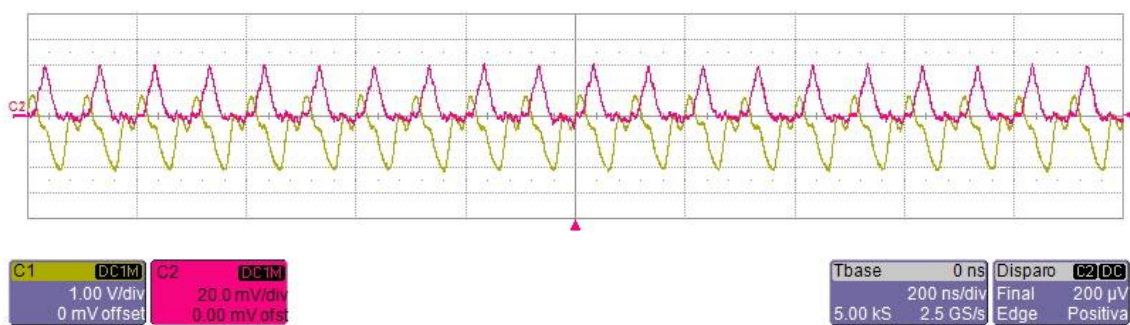


Figura 82: Señal de entrada en rojo y señal de salida en amarillo a 10MHz

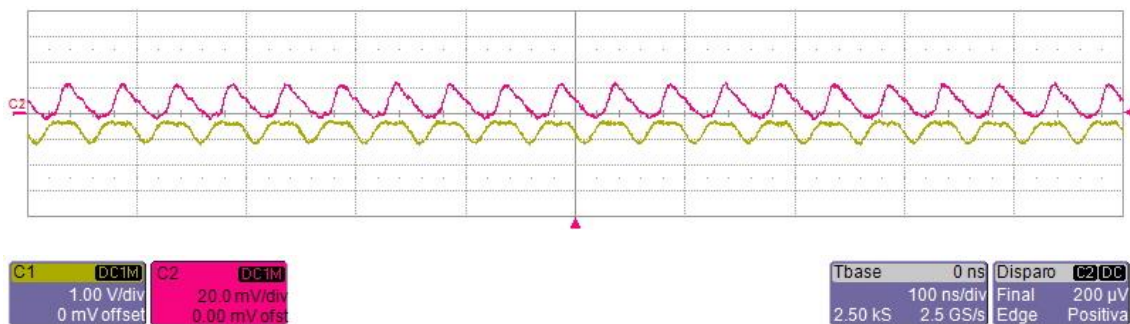


Figura 83: Señal de entrada en rojo y señal de salida en amarillo a 20MHz

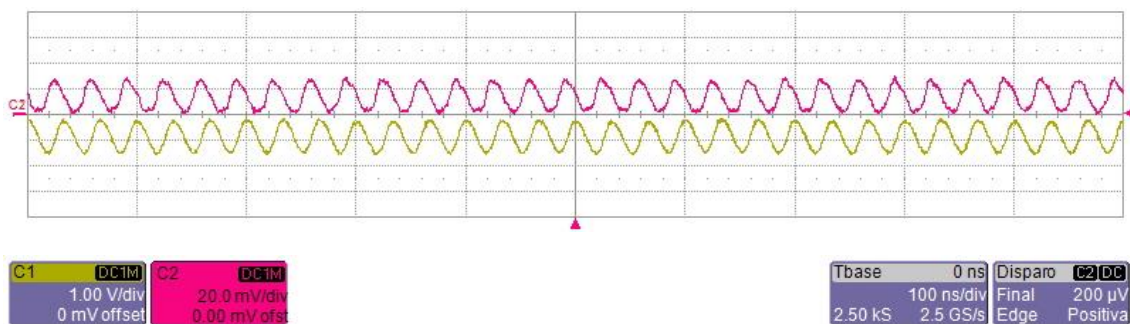


Figura 84: Señal de entrada en rojo y señal de salida en amarillo a 30MHz

Como se puede observar en las anteriores simulaciones hasta 10MHz los pulsos introducidos a la entrada se reproducen perfectamente a la salida con una amplitud que ronda los 2V. Por otra parte, a partir de los 20MHz los pulsos introducidos a la entrada se empiezan a distorsionar y no son tan claros como en frecuencias más bajas, esto hace que a la salida sea más difícil distinguir los pulsos. En cambio, a 20MHz aún se pueden diferenciar los pulsos a la salida con el mismo desfase obtenido anteriormente. Finalmente, a 30MHz los pulsos introducidos por el generador de ondas parecen una señal senoidal, pero aún se siguen reproduciendo a la salida con su respectiva ganancia.

4.5.4 Medida del generador CC/CC de polarización

Una vez hechas las anteriores pruebas se va a proceder a verificar el módulo de polarización del fotodiodo. Para ello se necesita conseguir 70V en inversa. Esto se conseguirá mediante la utilización del convertidor CC/CC de RECOM. Dicho convertidor será capaz de convertir los 5V de entrada en un rango de tensión de salida que debe variar entre 40 y 120V mediante la utilización de un potenciómetro que permita ajustar dicho valor.

El valor mínimo y máximo que se ha obtenido a la salida del convertidor ajustando la salida con el potenciómetro han sido los siguientes:

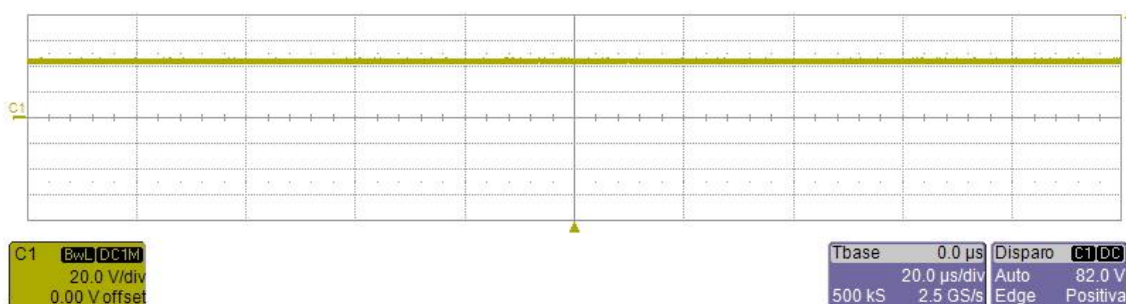


Figura 85: Valor mínimo de la tensión de salida del convertidor CC/CC

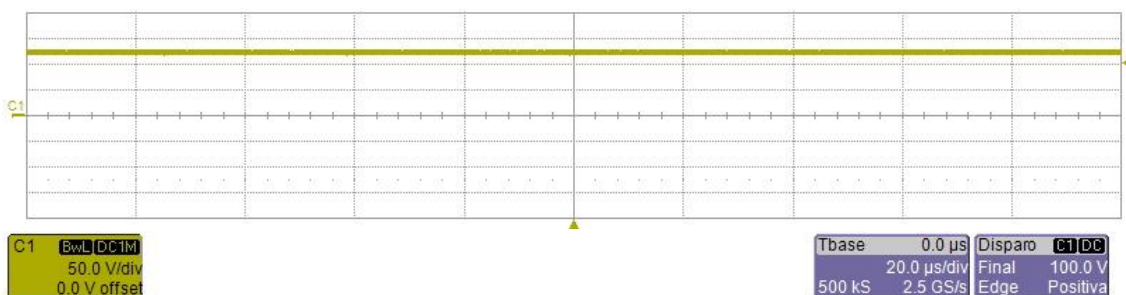


Figura 86: Valor máximo de la tensión de salida del convertidor CC/CC

Como se observa, el valor mínimo es de 43.86V y el máximo de 122.5V, por lo que en efecto coincide con el rango proporcionado por el datasheet. En cambio, para la polarización del fotodiodo se ajustará el valor en 70V.

4.6 Medidas con radiación alfa

Una vez comprobado el correcto funcionamiento del circuito solamente queda prepararlo para la exposición ante una fuente real de neutrones. Para ello se ha introducido el circuito en una caja opaca que no permite el paso de la luz. Esto se hace debido a que los fotodiodos son sensibles a la luz y lo que se quiere detectar son los neutrones que penetren la caja, no los fotones que haya en el ambiente. En la Figura 87 se muestra la caja que se ha utilizado.



Figura 87: Caja utilizada para el acondicionamiento del circuito

En la caja se ha hecho un pequeño agujero en uno de los lados para poder sacar los cables de alimentación el que permite visualizar la señal de salida. De esta forma se tendría que llevar la fuente de tensión programable para la alimentación de los amplificadores y para la polarización del fotodiodo y el osciloscopio que permita la visualización de la señal de salida proporcionada por el impacto de los neutrones en el fotodiodo pin de Hamamatsu. En la Figura 88 se observa el interior de la caja donde se sitúa el circuito final.



Figura 88: Interior de la caja con el PCB en su interior

En la Figura 89 se observan los cables de diferentes colores que salen de la caja, siendo el cable de color amarillo la masa del circuito, el de color marrón +2,5V y el azul -2,5V que alimentan al amplificador operacional, y el de color rojo los +5V que utiliza el convertidor CC/CC para conseguir los 70V de polarización del fotodiodo pin. También se ha añadido un cable coaxial al pin salida que permita la visualización de los datos posteriormente en el osciloscopio.

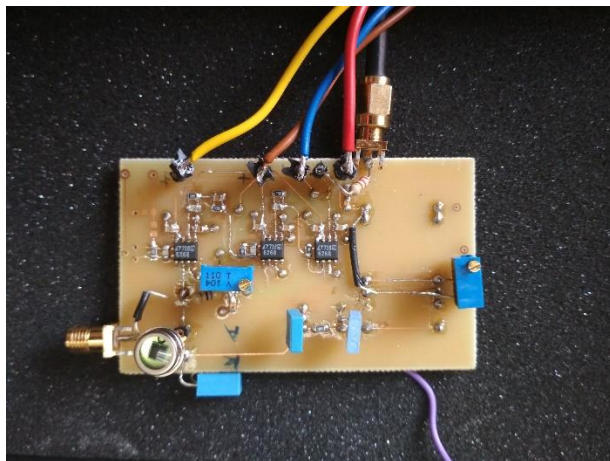


Figura 89: PCB vista desde arriba

Finalmente, se ha conectado el plano de masa del circuito a un trozo de chapa metálica. Esto se ha hecho para protegerse del ruido electromagnético ambiental. En la siguiente figura se muestra la conexión del plano de masa al trozo de chapa metálica.

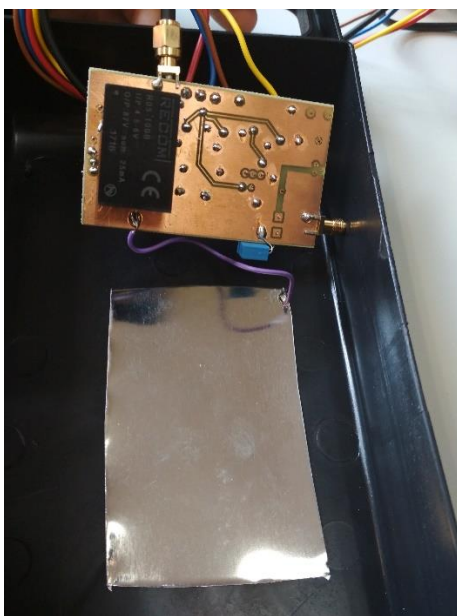


Figura 90: Conexión de la masa del PCB a la chapa metálica

Tras este acondicionamiento el circuito estaría listo para la detección de neutrones. En cambio, tras llegar a este punto, debido a problemas de disponibilidad del personal del CIEMAT no se pudieron realizar las medidas con una fuente de partículas alfa.

CAPÍTULO 5

PRESUPUESTO Y PLANIFICACIÓN

5.1 Presupuesto

En este apartado se va a realizar un resumen del coste personal estimando el número de horas empleadas para el desarrollo del prototipo y del coste del material utilizado a lo largo del proyecto.

5.1.1 Coste del prototipo

A continuación, se resume el precio de los componentes utilizados durante el transcurso del presente proyecto:

Código	Unidad	Resumen	Medición	Precio unitario	Precio total
1		CAPÍTULO I: COSTE DEL PROTOTIPO			
01	ud	Amplificador Operacional LTC 6268 Amplificador operacional montaje superficial. Linear Technologies	6	5,63 €	33,78 €
02	ud	Amplificador Operacional LTC 6268-10 Amplificador operacional montaje superficial. Linear Technologies	3	7,71 €	23,13 €
03	ud	Fotodiodo PIN S3590-09 Fotodiodo PIN de silicio. Hamamatsu	1	167,17 €	167,17 €
04	ud	Convertidor CC/CC R05-100B Convertidor CC/CC aislado de montaje en placa. RECOM	2	41,23 €	82,46 €
05	ud	Resistencias variables Potenciómetro multivuelta genérico. Resistencia 10kΩ.	2	2,79 €	5,58 €
06	ud	Condensadores cerámicos SMD 0806 Condensador valor fijo. Tolerancia 10%.	26	0,03 €	0,78 €
07	ud	Resistencias SMD 0805 Resistencias valor fijo. Potencia 0.125 W. Tolerancia 1%	18	0,02 €	0,36 €
08	ud	Zócalos hembra 16 contactos Tira de zócalos hembra. Paso: 2.54 mm	1	1,33€	1,33 €
09	ud	Conector banana Conector banana de prueba, macho.	5	10,40€	52,00 €
SUBTOTAL CAPÍTULO I					366,59 €

Tabla 7: Coste del prototipo

5.1.2. Coste personal

A continuación, se resume en la siguiente tabla el coste del personal que ha sido necesario durante el transcurso del proyecto.

Código	Unidad	Resumen	Medición	Precio unitario	Precio total
2		CAPÍTULO II: COSTE DE DESARROLLO			
01	h	Ingeniero proyectista Análisis, diseño e implementación	400	20,00 €	8.000,00 €
02	h	Ingeniero proyectista Redacción del documento	75	15,00 €	1.125,00 €
03	h	Profesor tutor Tutorías y ayudas en laboratorio	20	20,00 €	400,00 €
04	h	Técnico de laboratorio Fabricación del PCB	2	15,00 €	30,00 €
SUBTOTAL CAPÍTULO II					9.555,00 €

Tabla 8: Coste personal

5.1.3 Presupuesto total

El presupuesto total tras la finalización del proyecto se resume en la siguiente tabla el coste de este trabajo de fin de máster.

Código	Unidad	Resumen	Medición	Precio unitario	Precio total
1	Capítulo	COSTE DEL PROTOTIPO Recursos materiales	1	366,59 €	366,59€
2	Capítulo	COSTE DE DESARROLLO Recursos humanos	1	9.555,00 €	9.555,00 €
TOTAL PROYECTO					9.921,59 €

Tabla 9: Presupuesto total del proyecto

5.2 Planificación del proyecto

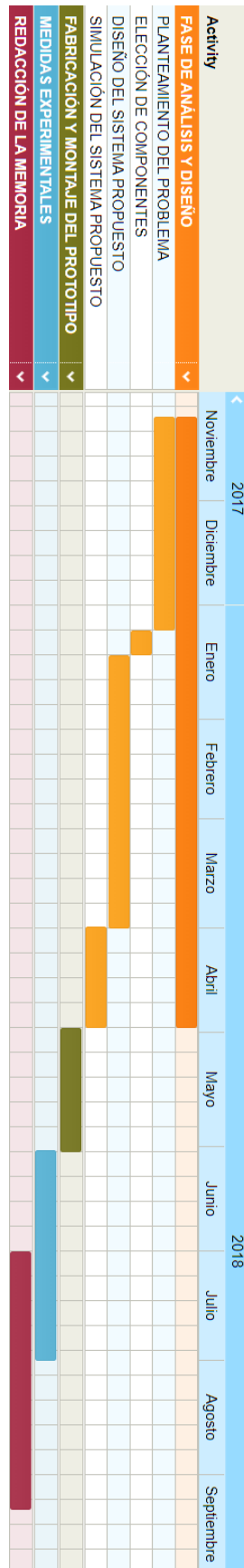


Figura 91: Diagrama de Gantt

CAPÍTULO 6

CONCLUSIONES

6.1 Conclusiones

En la memoria se ha presentado el desarrollo completo de un detector de neutrones, desde su fase de concepción hasta su fase de ejecución.

Para ello se ha utilizado un fotodiodo PIN de silicio polarizado a la inversa con una fina capa de un material centelleador que ha permitido la detección de neutrones como partículas alfa. Para su correcta utilización se ha procedido a hacer un estudio previo del componente y posteriormente se ha diseñado un circuito de acondicionamiento de la señal proporcionada por el fotodiodo con LTSpice.

Se ha fabricado dicho circuito gracias al programa de diseño EAGLE. Tras esto se han realizado diferentes pruebas con un generador de funciones, que simulaba la respuesta que el fotodiodo iba a proporcionar tras el paso de partículas alfa y que ha permitido la validación de los resultados. Las medidas obtenidas han sido de gran éxito coincidiendo con las obtenidas mediante las simulaciones y cumpliendo con el objetivo proporcionado por el CIEMAT, en el que pedían un gran ancho de banda para la aplicación.

Finalmente se ha acondicionado el circuito para realizar las medidas con una fuente de partículas alfa, aunque es una pena que no se pudieran realizar las medidas finales. De todas formas, con las pruebas hechas anteriormente todo apuntaba a que dichas medidas iban a ser exitosas.

En resumen, el estudio de esta nueva tecnología ha sido una gran experiencia que ha abarcado todas las etapas de un proyecto de ingeniería, como sería el planteamiento inicial, el diseño, la fabricación y la etapa de pruebas, pudiendo completar todos los objetivos marcados en el proyecto.

Bibliografía

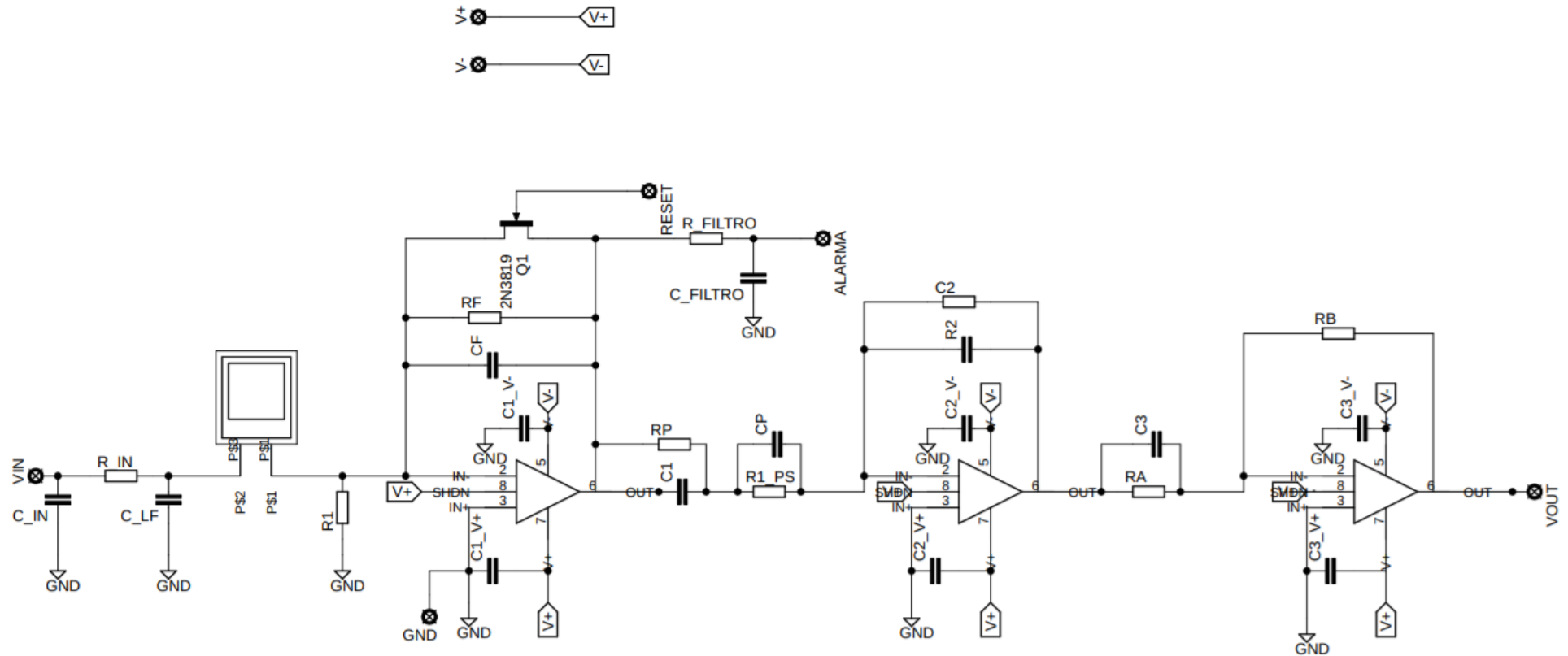
- [1] M. Hodgson, «An investigation into Silicon PIN Diode Detectors for Dosimetry Applications,» Thermo Fisher Scientific, Surrey, 2010.
- [2] «Introduction to Radiation Detectors,» 2013. [En línea]. Available: <http://www.equipcoservices.com>.
- [3] W. Riegler, «Particle Detectors,» 2010. [En línea]. Available: https://indico.cern.ch/event/91742/attachments/1096757/1564539/L5_solid_calopid_riegler.pdf.
- [4] G. Knoll, «Radiation Detection and Measurement,» Tercera ed., John Wiley and Sons, 1999, pp. 353-405.
- [5] Universidad Valencia, «Física de la unión PN,» [En línea]. Available: [https://www.uv.es/candid/docencia/Tema3\(01-02\).pdf](https://www.uv.es/candid/docencia/Tema3(01-02).pdf).
- [6] K. S. Krane, Introductory Nuclear Physics, John Wiley and Sons, 1987.
- [7] «<http://hyperphysics.phy-astr.gsu.edu>,» [En línea]. Available: <http://hyperphysics.phy-astr.gsu.edu/hbase/Solids/diod.html>.
- [8] Dielectric constants of materials, «Clipper Controls,» [En línea]. Available: <http://www.clippercontrols.com>.
- [9] G. Lutz, Semiconductor Radiation Detectors, Springer, 1999.
- [10] F. V. Udías, *Caracterización de detectores semiconductores de radiación ionizante*, Universidad de Cantabria, 2013.
- [11] J. González-González, J. C. Azorin-Vega, M. A. Sosa y P. Cerón, «Desarrollo de un Detector de Rayos X Usando Fotodiodos,» México, 2016.
- [12] A. Pappalardo, M. Barbagallo, L. Cosentino, C. Marchetta, A. Musumarra, C. Scirè, S. Scirè, G. Vecchio y P. Finocchiaro, «Characterization of the silicon 6LiF thermal neutron detection technique,» *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A*, vol. 810, pp. 3-16, 2016.
- [13] M. Voytchev, M. P. Iñiguez, R. Méndez, A. Mañanes, L. R. Rodríguez y R. Barquero, «Neutron detection with a silicon PIN photodiode and 6LiF converter,» *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*, vol. 512, n° 3, pp. 546-556, 2003.
- [14] Hamamatsu, «Characteristics and use of Charge amplifier,» 2001.
- [15] CREMAT, «<https://www.fastcomtec.com>,» [En línea]. Available: <https://www.fastcomtec.com/fwww/datashee/amp/cr-110.pdf>.

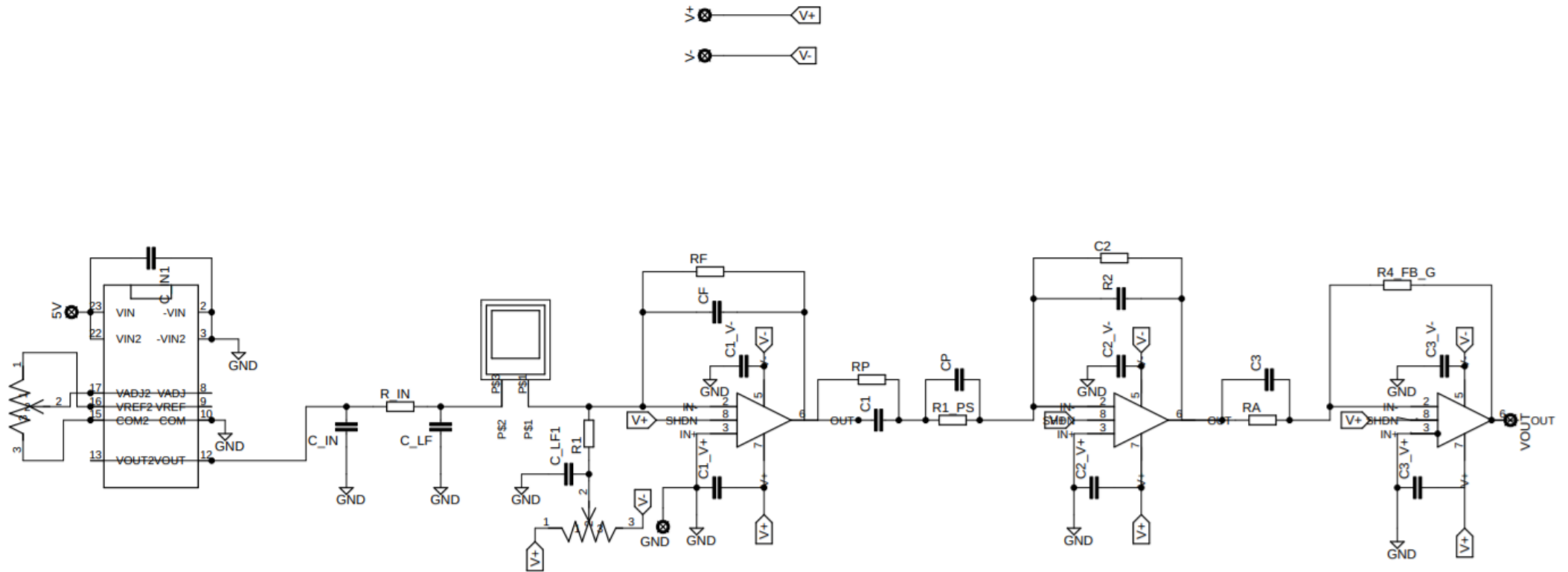
- [16] G. Knoll, «Radiation Detection and Measurement,» John Wiley and Sons, 1999, pp. 605-679.
- [17] G. Knoll, «Radiation Detectibn and Measurement,» John Wiley and Sons, 1999, pp. 1-19.
- [18] G. Knoll, «Radiation Detection and Measurement,» John Wiley and Sons, 1999, pp. 103-129.
- [19] G. Knoll, «Radiation Detection and Measurement,» John Wiley and Sons, 1999, pp. 457-492.
- [20] C. INC, «<http://www.cremat.com>,» [En línea]. Available: <http://www.cremat.com/why-use-csps/>.
- [21] H. Spieler, «Introduction to Radiation Detectors And Electronics,» de *Semiconductor Detectors*, 1999, p. Part I.
- [22] G. Knoll, «Radiation Detection and Measurement,» John Wiley and Sons, 1999, pp. 577-605.
- [23] C. INC, «<http://www.cremat.com>,» [En línea]. Available: <http://www.cremat.com/CR-210-R0.pdf>.
- [24] Wikipedia, «<https://en.wikipedia.org>,» [En línea]. Available: [https://en.wikipedia.org/wiki/Bandwidth_\(signal_processing\)](https://en.wikipedia.org/wiki/Bandwidth_(signal_processing)).
- [25] Wikipedia, «<https://en.wikipedia.org>,» [En línea]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Slew_rate.
- [26] A. DEVICES, «<http://www.analog.com>,» [En línea]. Available: <http://www.analog.com/en/products/amplifiers/operational-amplifiers/high-speed-op-amps-bandwidth-greaterthanequalto-50mhz.html>.
- [27] H. S3590-09, «<https://www.hamamatsu.com>,» [En línea]. Available: https://www.hamamatsu.com/resources/pdf/ssd/s3590-08_etc_kpin1052e.pdf.
- [28] R05-100B, «<http://www.farnell.com>,» [En línea]. Available: http://www.farnell.com/datasheets/1842293.pdf?_ga=2.225404056.32242517.1535542355-414747957.1520770228.
- [29] HM7044, «<http://www.testequipmentdepot.com>,» [En línea]. Available: http://www.testequipmentdepot.com/hameg/pdf/hm7044_man.pdf.
- [30] DG4162, «<https://www.rigolna.com/>,» [En línea]. Available: <https://www.rigolna.com/products/waveform-generators/dg4162/>.
- [31] LeCroyWaveSurfer104Xs, «<http://teledynelecroy.com>,» [En línea]. Available: <http://teledynelecroy.com/japan/pdf/cata/wsxs-msxs-a-ds-12oct10-pdf.pdf>.

- [32] L. Technology, «<http://www.analog.com>,» [En línea]. Available: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/62689f.pdf>.
- [33] CR110, «<http://www.cremat.com>,» [En línea]. Available: <http://www.cremat.com/CR-110-R2.pdf>.
- [34] CR113, «<http://www.cremat.com>,» [En línea]. Available: <http://www.cremat.com/CR-113-R2.1.pdf>.
- [35] A250, «<http://amptek.com>,» [En línea]. Available: <http://amptek.com/wp-content/uploads/2017/09/A250-Specs-Sept-2017.pdf>.
- [36] H. H4083, «<https://www.hamamatsu.com>,» [En línea]. Available: https://www.hamamatsu.com/resources/pdf/ssd/h4083_kacc1053e.pdf.

ANEXOS

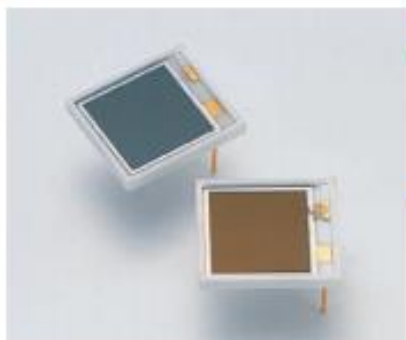
I.- Esquemas completos





II.- Catálogo de los componentes

HAMAMATSU
PHOTON IS OUR BUSINESS



Si PIN photodiode

S3590-08/-09/-18/-19

Large active area Si PIN photodiode

Features

- Sensitivity matching with BGO and CsI (TI) scintillators: S3590-08/-09
- Sensitivity matching with blue scintillator (LSO, GSO, etc.): S3590-18/-19
- Bare chip type (unsealed): S3590-09/-19
- High quantum efficiency: S3590-09 ($\lambda=540$ nm)
S3590-19 ($\lambda=400$ nm)
- Low capacitance
- High-speed response
- High stability
- Good energy resolution

Applications

- Scintillation detectors
- Hodoscopes
- TOF counters
- Radiation detection
- X-ray detection

Structure / Absolute maximum ratings

Type No.	Window material	Active area (mm)	Depletion layer thickness (mm)	Absolute maximum ratings			
				Reverse voltage V_R max	Power dissipation P (mW)	Operating temperature T_{opr} (°C)	Storage temperature T_{stg} (°C)
S3590-08	Epoxy resin	10 × 10	0.3	100	100	-20 to +60	-20 to +80
S3590-09	Unsealed						
S3590-18	Epoxy resin						
S3590-19	Unsealed						

Note: Exceeding the absolute maximum ratings even momentarily may cause a drop in product quality. Always be sure to use the product within the absolute maximum ratings.

Electrical and optical characteristics (Typ. $T_a=25$ °C, unless otherwise noted)

Type No.	Spectral response range λ (nm)	Peak sensitivity wavelength λ_p (nm)	Photo sensitivity S				Short circuit current I_{sc} 100 $\Delta\epsilon$ (μ A)	Dark current I_D $V_R=70$ V		Temp. coefficient of I_D T_{CIB} $V_R=70$ V (times/ $^{\circ}$ C)	Cut-off Frequency f_c $V_R=70$ V (MHz)	Terminal capacitance C_t $f=1$ MHz $V_R=70$ V (pF)	NEP $V_R=70$ V (W/Hz ^{1/2})
			$\lambda=\lambda_p$ (A/W)	LSO 420 nm (A/W)	BGO 480 nm (A/W)	CsI (TI) 540 nm (A/W)		Typ. (nA)	Max. (nA)				
S3590-08	340 to 1100	960	0.66	0.20	0.30	0.36	100	2	6	1.12	40	40	3.8×10^{-18}
S3590-09				0.22	0.33	0.41	90						
S3590-18			0.65	0.28	0.34	0.38	100	4	10				7.6×10^{-18}
S3590-19			0.58	0.33	0.37	0.4	86						

Features

Regulated Converters

- High Output Voltage DIP24 converter
- Improved Version of Rxx-100_150A Series with higher efficiency and reduced ripple.
- Input Voltage 5, 12, 15 or 24VDC
- Adjustable Output Voltage up to 210VDC
- Cascadeable for Output Voltages up to 420VDC
- 3kVDC Input/Output Isolation
- Remote Voltage Programming by External Voltage or Resistance
- Continuous Short Circuit Protection
- Ambient Temperature up to +85°C

Selection Guide

Part Number	Input Range (VDC)	Output Voltage Range (VDC)	Max Output Current (mA)	Efficiency at Full Load (%)
DIP 24				
R05-100B	5 (4.5 – 6)	+40...+120	25	77
R12-100B	12 (10 – 14)	+55...+135	50	82
R15-100B	15 (14 – 17)	+55...+135	50	82
R24-100B	24 (21 – 27)	+55...+135	50	84
R12-150B	12 (10 – 14)	+95...+210	50	82
R15-150B	15 (14 – 17)	+95...+210	50	82
R24-150B	24 (21 – 27)	+95...+210	50	84

Specifications (typical at 25°C, nominal input voltage, full load unless otherwise specified)

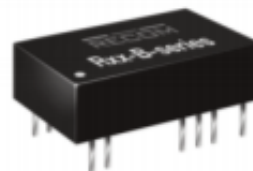
Input Voltage Range	5, 12, 15 or 24VDC	
Rated Power	5V	25mA max. or 3 Watts max.
	All others	50mA max. or 5 Watts max.
Output Voltage Adjustment Range	55..135 or 95..210VDC	
Output Voltage Accuracy	±5% max	
Line Voltage Regulation	0.5% max	
Load Voltage Regulation	20% to 100% full load	0.5% max
Output Ripple and Noise	20MHz limited	60mVp-p typ.
Operating Frequency	200kHz typ.	
Efficiency at Full Load	80 – 86% typ.	
Isolation Voltage (tested for 1 second)	3000VDC min.	
Isolation Capacitance	20pF typ.	
Isolation Resistance	1 GΩ min.	
Short Circuit Protection	Continuous, Automatic Restart	
Short Circuit Input Current	30mA typ.	
Temperature Coefficient	±0.02%/°C	
Operating Temperature Range (free air convection)	With derating	-40°C to +85°C
	Full Power	-40°C to +70°C
Storage Temperature Range	-50°C to +125°C	
Case Material	Non-Conductive Black Plastic	
Potting Material	Epoxy (UL94V-0)	
Weight	12g	
MTBF (25°C)	Mil-Std 217F	1400 x 10 ³ hours
Output Voltage Adjust	External Voltage	0 - 4VDC
	External Resistor	0 - 5kΩ
Internal Voltage Reference	Regulated 5V with 1kΩ series resistor	
EN General Safety	Report: SPCLVD 1207005	EN60950-1:2006 + A12:2011

INNOLINE DC/DC-Converter

with 3 year Warranty

RECOM

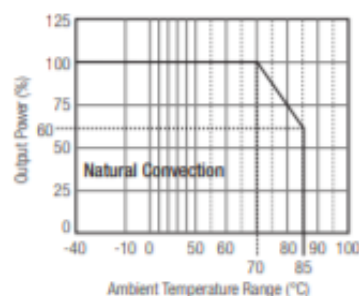
5 Watt Single Output



EN-60950-1 Certified

Rxx-B

Derating Graph (Ambient Temperature)



Refer to Application Notes

www.recom-power.com



LTC6268/LTC6269

500MHz Ultra-Low Bias
Current FET Input Op Amp

FEATURES

- Gain Bandwidth Product: 500MHz
- -3dB Bandwidth (A = 1): 350MHz
- Low Input Bias Current:
 - ±3fA Typ. Room Temperature
 - 4pA Max at 125°C
- Current Noise (100kHz): $5.5\text{fA}/\sqrt{\text{Hz}}$
- Voltage Noise (1MHz): $4.3\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
- Extremely Low C_{IN} 450fF
- Rail-to-Rail Output
- Slew Rate: 400V/μs
- Supply Range: 3.1V to 5.25V
- Quiescent Current: 16.5mA
- Harmonic Distortion (2V_{P-P}):
 - 100dB at 1MHz
 - 80dB at 10MHz
- Operating Temp Range: -40°C to 125°C
- Single in 8-Lead SO-8, 6-Lead TSOT-23 Packages
- Dual in 8-Lead MS8, 3mm × 3mm 10-Lead DFN 10 Packages

APPLICATIONS

- Trans-Impedance Amplifiers
- ADC Drivers
- CCD Output Buffer
- Photomultiplier Tube Post-Amplifier
- Low I_{BIAS} Circuits

DESCRIPTION

The LTC[®]6268/LTC6269 is a single/dual 500MHz FET-input operational amplifier with extremely low input bias current and low input capacitance. It also features low input-referred current noise and voltage noise making it an ideal choice for high speed transimpedance amplifiers, CCD output buffers, and high-impedance sensor amplifiers. Its low distortion makes the LTC6268/LTC6269 an ideal amplifier for driving SAR ADCs.

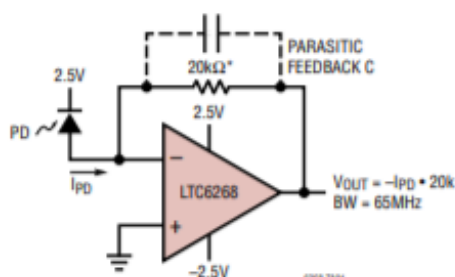
It operates on 3.1V to 5.25V supply and consumes 16.5mA per amplifier. A shutdown feature can be used to lower power consumption when the amplifier is not in use.

The LTC6268 single op amp is available in 8-lead SOIC and 6-lead SOT-23 packages. The SOIC package includes two unconnected pins which can be used to create an input pin guard ring to protect against board leakage currents. The LTC6269 dual op amp is available in 8-lead MSOP with exposed pad and 3mm × 3mm 10-lead DFN packages. They are fully specified over the -40°C to 85°C and the -40°C to 125°C temperature ranges.

LT, LTC, LTM, Linear Technology and the Linear logo are registered trademarks of Linear Technology Corporation. All other trademarks are the property of their respective owners.

TYPICAL APPLICATION

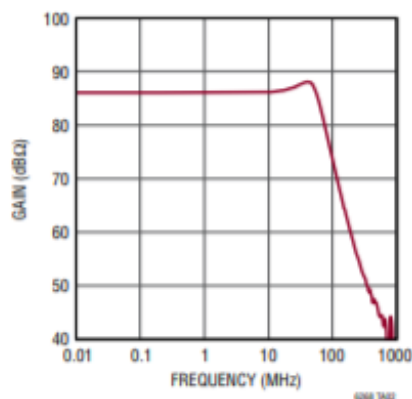
20kΩ Gain 65MHz Trans-Impedance Amplifier



PD = OSI OPTOELECTRONICS, FCI-125G-006

*TWO 40.2kΩ 0603 PACKAGE RESISTORS IN PARALLEL

20kΩ TIA Frequency Response



62689f

LTC6268/LTC6269

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

(Note 1)

Supply Voltage V^+ to V^-	5.5V
Input Voltage	$V^- - 0.2V$ to $V^+ + 0.2V$
Input Current ($+IN$, $-IN$)(Note 2)	$\pm 1mA$
Input Current (SHDN)	$\pm 1mA$
Output Current (I_{OUT}) (Note 8, 9)	135mA
Output Short-Circuit Duration (Note 3) ... Thermally Limited	
Operating Temperature Range	
LTC6268I/LTC6269I	$-40^{\circ}C$ to $85^{\circ}C$
LTC6268H/LTC6269H	$-40^{\circ}C$ to $125^{\circ}C$

Specified Temperature Range (Note 4)

LTC6268I/LTC6269I	$-40^{\circ}C$ to $85^{\circ}C$
LTC6268H/LTC6269H	$-40^{\circ}C$ to $125^{\circ}C$
Maximum Junction Temperature	$150^{\circ}C$
Storage Temperature Range	$-65^{\circ}C$ to $150^{\circ}C$
Lead Temperature (Soldering, 10 sec)	$300^{\circ}C$

PIN CONFIGURATION

<p>TOP VIEW</p> <p>S8 PACKAGE 8-LEAD PLASTIC SO</p> <p>$T_{JMAX} = 150^{\circ}C$, $\theta_{JA} = 120^{\circ}C/W$ (NOTE 5)</p>	<p>TOP VIEW</p> <p>S6 PACKAGE 6-LEAD PLASTIC TSOT-23</p> <p>$T_{JMAX} = 150^{\circ}C$, $\theta_{JA} = 192^{\circ}C/W$ (NOTE 5)</p>
<p>TOP VIEW</p> <p>MS8 PACKAGE 8-LEAD PLASTIC MSOP</p> <p>$T_{JMAX} = 150^{\circ}C$, $\theta_{JA} = 40^{\circ}C/W$ (NOTE 5)</p> <p>EXPOSED PAD (PIN 9) IS V^-, IT IS RECOMMENDED TO SOLDER TO PCB</p>	<p>TOP VIEW</p> <p>DD PACKAGE 10-LEAD (3mm x 3mm) PLASTIC DFN</p> <p>$T_{JMAX} = 150^{\circ}C$, $\theta_{JA} = 43^{\circ}C/W$ (NOTE 5)</p> <p>EXPOSED PAD (PIN 11) IS V^-, IT IS RECOMMENDED TO SOLDER TO PCB</p>

62689f

LTC6268/LTC6269

ORDER INFORMATION

LEAD FREE FINISH	TAPE AND REEL	PART MARKING*	PACKAGE DESCRIPTION	SPECIFIED TEMPERATURE RANGE
LTC6268IS6#TRMPBF	LTC6268IS6#TRPBF	LTGFS	6-Lead Plastic TSOT-23	-40°C to 85°C
LTC6268HS6#TRMPBF	LTC6268HS6#TRPBF	LTGFS	6-Lead Plastic TSOT-23	-40°C to 125°C
LTC6268IS8#PBF	LTC6268IS8#TRPBF	6268	8-Lead Plastic SOIC	-40°C to 85°C
LTC6268HS8#PBF	LTC6268HS8#TRPBF	6268	8-Lead Plastic SOIC	-40°C to 125°C
LTC6269IMS8E#PBF	LTC6269IMS8E#TRPBF	LTGFP	8-Lead Plastic MSOP	-40°C to 85°C
LTC6269HMS8E#PBF	LTC6269HMS8E#TRPBF	LTGFP	8-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LTC6269IDD#PBF	LTC6269IDD#TRPBF	LGFN	10-Lead Plastic DD	-40°C to 85°C
LTC6269HDD#PBF	LTC6269HDD#TRPBF	LGFN	10-Lead Plastic DD	-40°C to 125°C

Consult LTC Marketing for parts specified with wider operating temperature ranges. *The temperature grade is identified by a label on the shipping container.

For more information on lead free part marking, go to: <http://www.linear.com/leadfree/>

For more information on tape and reel specifications, go to: <http://www.linear.com/tapeandree/>

5.0V ELECTRICAL CHARACTERISTICS

The ● denotes specifications that apply over the full operating temperature range, otherwise specifications are at $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{\text{SUPPLY}} = 5.0\text{V}$ ($V^+ = 5\text{V}$, $V^- = 0\text{V}$, $V_{\text{CM}} = \text{mid-supply}$), $R_L = 1\text{k}\Omega$, $C_L = 10\text{pF}$, V_{SHDN} is unconnected.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
V_{OS}	Input Offset Voltage	$V_{\text{CM}} = 2.75\text{V}$	● -0.7 -2.5	0.2	0.7 2.5	mV mV
		$V_{\text{CM}} = 4.0\text{V}$	● -1.0 -4.5	0.2	1.0 4.5	mV mV
$\text{TC } V_{\text{OS}}$	Input Offset Voltage Drift	$V_{\text{CM}} = 2.75\text{V}$		4		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
I_{B}	Input Bias Current (Notes 6, 8)	$V_{\text{CM}} = 2.75\text{V}$ LTC6268I/LTC6269I LTC6268H/LTC6269H	● -20 -900 -4	± 3	20 900 4	fA fA pA
		$V_{\text{CM}} = 4.0\text{V}$ LTC6268I/LTC6269I LTC6268H/LTC6269H	● -20 -900 -4	± 3	20 900 4	fA fA pA
I_{OS}	Input Offset Current (Notes 6, 8)	$V_{\text{CM}} = 2.75\text{V}$ LTC6268I/LTC6269I LTC6268H/LTC6269H	● -40 -450 -2	± 6	40 450 2	fA fA pA
e_{n}	Input Voltage Noise Density, $V_{\text{CM}} = 2.75\text{V}$	$f = 1\text{MHz}$		4.3		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
	Input Voltage Noise Density, $V_{\text{CM}} = 4.0\text{V}$	$f = 1\text{MHz}$		4.9		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
	Input Referred Noise Voltage	$f = 0.1\text{Hz to } 10\text{Hz}$		13		$\mu\text{V}_{\text{P-P}}$
i_{n}	Input Current Noise Density, $V_{\text{CM}} = 2.75\text{V}$	$f = 100\text{kHz}$		5.5		$\text{fA}/\sqrt{\text{Hz}}$
	Input Current Noise Density, $V_{\text{CM}} = 4.0\text{V}$	$f = 100\text{kHz}$		5.3		$\text{fA}/\sqrt{\text{Hz}}$
R_{IN}	Input Resistance	Differential		>1000		$\text{G}\Omega$
		Common Mode		>1000		$\text{G}\Omega$
C_{IN}	Input Capacitance	Differential (DC to 200MHz)		100		fF
		Common Mode (DC to 100MHz)		450		fF
CMRR	Common Mode Rejection Ratio	$V_{\text{CM}} = 0.5\text{V to } 3.2\text{V}$ (PNP Side)	● 72 70	90		dB dB
		$V_{\text{CM}} = 0\text{V to } 4.5\text{V}$	● 64 52	82		dB dB
IVR	Input Voltage Range	Guaranteed by CMRR	● 0		4.5	V

62689f

LTC6268/LTC6269

5.0V ELECTRICAL CHARACTERISTICS

The ● denotes specifications that apply over the full operating temperature range, otherwise specifications are at $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{\text{SUPPLY}} = 5.0\text{V}$ ($V^+ = 5\text{V}$, $V^- = 0\text{V}$, $V_{\text{CM}} = \text{mid-supply}$), $R_L = 1\text{k}\Omega$, $C_L = 10\text{pF}$, V_{SHDN} is unconnected.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
PSRR	Power Supply Rejection Ratio	$V_{\text{CM}} = 1.0\text{V}$, V_{SUPPLY} Ranges from 3.1V to 5.25V	78 75	95		dB dB
	Supply Voltage Range		3.1		5.25	
A_V	Open Loop Voltage Gain	$V_{\text{OUT}} = 0.5\text{V}$ to 4.5V $R_{\text{LOAD}} = 10\text{k}$	125 40	250		V/mV V/mV
		$R_{\text{LOAD}} = 100$	10 2	21		V/mV V/mV
V_{OL}	Output Swing Low (Input Overdrive 30mV) Measured from V^-	$I_{\text{SINK}} = 10\text{mA}$		80	140 200	mV mV
		$I_{\text{SINK}} = 25\text{mA}$		130	200 260	mV mV
V_{OH}	Output Swing High (Input Overdrive 30mV) Measured from V^+	$I_{\text{SOURCE}} = 10\text{mA}$		70	140 200	mV mV
		$I_{\text{SOURCE}} = 25\text{mA}$		160	270 370	mV mV
I_{SC}	Output Short Circuit Current	(Note 9)	60 40	90		mA mA
I_{S}	Supply Current Per Amplifier		15 9	16.5	18 23	mA mA
		Supply Current in Shutdown (Per Amplifier)		0.39	0.85 1.2	mA mA
I_{SHDN}	Shutdown Pin Current	$V_{\text{SHDN}} = 0.75\text{V}$	● -12	2	12	μA
		$V_{\text{SHDN}} = 1.50\text{V}$	● -12	2	12	μA
V_{IL}	SHDN Input Low Voltage	Disable	●		0.75	V
V_{IH}	SHDN Input High Voltage	Enable. If SHDN is Unconnected, Amp is Enabled	●	1.5		V
t_{ON}	Turn On Time, Delay from SHDN Toggle to Output Reaching 90% of Target	SHDN Toggle from 0V to 2V, $A_V = 1$		580		ns
t_{OFF}	Turn Off Time, Delay from SHDN Toggle to Output High Z	SHDN Toggle from 2V to 0V, $A_V = 1$		480		ns
BW	-3dB Closed Loop Bandwidth	$A_V = 1$		350		MHz
GBW	Gain-Bandwidth Product	$f = 10\text{MHz}$	400	500		MHz
t_{S}	Settling Time, 1V to 4V, Unity Gain	0.1%		17		ns
SR+	Slew Rate+	$A_V = 6$ ($R_F = 499$, $R_G = 100$) $V_{\text{OUT}} = 0.5\text{V}$ to 4.5V , Measured 20% to 80%, $C_{\text{LOAD}} = 10\text{pF}$	● 300 200	400		V/μs V/μs
SR-	Slew Rate-	$A_V = 6$ ($R_F = 499$, $R_G = 100$) $V_{\text{OUT}} = 4.5\text{V}$ to 0.5V , Measured 80% to 20%, $C_{\text{LOAD}} = 10\text{pF}$	● 180 130	260		V/μs V/μs
FPBW	Full Power Bandwidth (Note 7)	$4V_{\text{P-P}}$		21		MHz
HD	Harmonic Distortion(HD2/HD3)	$A = 1$, 10MHz. $2V_{\text{P-P}}$, $V_{\text{CM}} = 1.75\text{V}$, $R_L = 1\text{k}$		-81/-90		dB
THD+N	Total Harmonic Distortion and Noise	$A = 1$, 10MHz. $2V_{\text{P-P}}$, $V_{\text{CM}} = 1.75\text{V}$, $R_L = 1\text{k}$		0.01 -79.6		% dB
I_{LEAK}	Output Leakage Current in Shutdown	$V_{\text{SHDN}} = 0\text{V}$, $V_{\text{OUT}} = 0\text{V}$			400	nA
		$V_{\text{SHDN}} = 0\text{V}$, $V_{\text{OUT}} = 5\text{V}$			400	nA

62689f